

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ**  
**«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

**С.О. Сєдов**

# **ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ**

## **Схемотехніка. Розрахунки**



Затверджено Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського  
як навчальний посібник для студентів,  
які навчаються за спеціальністю «Телекомунікація та радіотехніка»

**Київ**  
**КПІ ім. Ігоря Сікорського**  
**2017**

УДК 621.37/.39(075.8)

C28

*Гриф надано Вченою радою КПІ ім. Ігоря Сікорського  
(протокол № 7 від 26.червня 2017 р.)*

**Рецензенти:**

Дружинін В.А., д-р техн. наук, проф., зав. каф. телекомунікаційних технологій  
Державного університету телекомунікацій

Козловський В.В., д-р техн. наук, проф., зав. каф. засобів захисту інформації  
інституту інформаційно-діагностичних систем Національного авіаційного  
університету

Здоренко В.Г., д-р техн. наук, проф., зав. каф. автоматизації і комп'ютерних  
технологій Київського національного університету технологій та дизайну

**Відповідальний**

**редактор** А.В. Мовчанюк, доцент, канд. техн. наук

**С.О. Сєдов**

C28 Оброблення сигналів на базі операційних підсилювачів. Схемотехніка.  
Розрахунки: Навч. посіб. / Сергій Олексійович Сєдов. – Київ : КПІ ім. Ігоря  
Сікорського, 2017. – 132 с.: іл.

В посібнику подано матеріал призначений для вивчення застосування операційних підсилювачів (ОП): їх структура, основні характеристики, параметри, схеми і розрахунки типових базових ввімкнень ОП. Розглянуті питання побудови аналогових пристроїв на операційних підсилювачах із зовнішніми зворотними зв'язками: лінійним резистивним і емнісним, нелінійним і комплексним.

Наводяться довідкові дані параметрів вітчизняних і зарубіжних ОП. За усіма розділами виконані конкретні зразки розрахунків, розроблені задачі і контрольні питання – для самоперевірки засвоєння змісту розділів.

Зміст посібника корисний для підготовки фахівців за спеціальністю «Телекомунікації та радіотехніка».

УДК 621.37/.39(075.8)

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017

**Перелік скорочень**

АХ	амплітудна характеристика
АЧХ	амплітудно-частотна характеристика
БТ	біполярний транзистор
ВЧ	висока частота, високочастотна, -ий
ГСС	генератор стабільного струму
ДД	динамічний діапазон
ДК	диференційний каскад
ЗЗ	зворотний зв'язок
ІС	інтегральна схема
НЗЗ	негативний зворотний зв'язок
НЧ	низька частота, низькочастотна, -ий
ОП	операційний підсилювач
ПЗЗ	позитивний зворотний зв'язок
ПТ	польовий транзистор
ПХ	перехідна характеристика
РФ	режекторний фільтр
СБ	спільна база
СВ	спільний витік
СЕ	спільний емітер
СЗ	спільний затвор
СФ	смуговий фільтр
ФНЧ	фільтр низьких частот
ФВЧ	фільтр високих частот
ФЧХ	фазо-частотна характеристика

<b>Вступ. Мета видання</b>	<b>8</b>
<b>1. Операційний підсилювач (ОП): Визначення, призначення, характеристики</b>	<b>11</b>
1.1. Малосигнальні параметри ОП	
1.2. Швидкісні параметри ОП	13
1.3. Класифікація ОП	
1.4.. Структура ОП	
1.5. Контрольні запитання для самоперевірки	15
<b>2. Зворотний зв'язок електричний. Терміни теорії, необхідні для аналізу ОП</b>	<b>17</b>
2.1. Найважливіші визначення	
2.2. Види цільового зворотного зв'язку	18
2.2.1.Послідовний ЗЗ	
2.2.2.Паралельний ЗЗ	
2.2.3.Послідовно-паралельний ЗЗ	
2.2.4.Паралельно-послідовний ЗЗ	
2.3. Вплив ЗЗ на показники підсилювача	21
2.3.1. Вплив ЗЗ на АЧХ, ФЧХ, ПХ	
2.3.2. Вплив НЗЗ на нелінійні спотворення та внутрішні завади	
2.3.3. Чутливість $S_{z \leftarrow K}$ вхідних та вихідних опорів до зміни $K$	
2.3.4. Чутливість $S_{K \leftarrow K}$ коефіцієнта $K$ підсилювача з НЗЗ до зміни $K$	
2.4. Контрольні запитання для самоперевірки	23
<b>3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача</b>	<b>25</b>
3.1. Інвертуючий ОП	
3.2. Неінвертуючий ОП	26
3.3. Неінвертуючий ОП-повторювач	27
3.4. Перетворювач струму на напругу	
3.5. Диференційний ОП з низьким вхідним опором	28
3. 6. Розрахунки показників основних схем ввімкнення ОП	28
3.6.1. Інвертуючий ОП	
3.6.2. Неінвертуючий ОП	
3.6.3. Неінвертуючий ОП-повторювач	
3.6.4. Лінійний алгебраїчний суматор на інвертуючому ОП	

3.6.5. Складний диференційний ОП	29
— з високим вхідним опором;	
— з диференційними входом і виходом	
3.6.6. Регулювання підсилення ОП	31
а) Дискретне встановлення $K$	
б) Регулювання $K$ зміною глибини ЗЗ	
в) Регулювання $K$ у низькоомному колі ОП	
3.7. Контрольні запитання для самоперевірки	32
<b>4. «Начинка» операційного підсилювача</b>	<b>34</b>
4.1. Типова структура ОП	
4.2. Каскад диференційний (різницевий)	
4.3. Генератор малої стабільної напруги (ГМСН)	36
4.4. Генератор стабільного струму (ГСС), Струмове дзеркало	37
4.5. Каскад зниження рівня (КЗР)	39
4.6. Двотактний вихідний каскад	41
4.7. Кола стійкості операційного підсилювача	42
4.8. Контрольні запитання для самоперевірки	46
<b>5. Активний пристрій оброблення сигналів на ОП</b>	<b>47</b>
5.1. Активний алгебраїчний суматор	47
5.1.1. Багатовходовий суматор-віднімач	
5.2. Активний перетворювач повних опорів	51
5.2.1. Інвертор повного опору	
5.2.2. Розрахунок гиратора	
5.2.3. Конвертор повного опору	
5.3. Інтегратор	53
5.4. Диференціатор	54
5.5. Компаратор	55
5.6. Логарифматор / Антилогарифматор	
5.7. Класифікація помножувачів / дільників сигналів	56
5.8. Логарифмічний помножувач сигналів	57
5.9. Логарифмічний дільник сигналів	
5.10. Пристрій добування квадратного кореня	58
5.11. Дільник сигналів $U_1/U_2$	
5.12. Компресор рівнів (стискач динамічного діапазону)	
5.13. Прецизійний випрямляч	59

5.14. Контрольні запитання для самоперевірки	60
<b>6. Активний RC-фільтр</b>	<b>61</b>
6.1. Параметри фільтра	
6.2. Види АЧХ фільтра та типи її апроксимацій	62
6.3. Каскадне з'єднання ланок фільтра	65
6.4 Схемотехніка за Л. Фолкенберри	66
6.4.1. Біквадратний вузькосмуговий АФ	
6.4.2. АФ вузькосмуговий з паралельним НЗЗ	
6.4.3. Фільтр другого порядку Саллена–Кея	
6.4.4. Універсальний АФ (УАФ)	66
6.5. Контрольні запитання для самоперевірки	67
<b>7. Розрахунки активних RC-фільтрів за Л.Фолкенберрі</b>	<b>69</b>
7.1. Процедура розрахунку вузькосмугового активного фільтра з паралельним НЗЗ і максимальним підсиленням	
7.2 Процедура розрахунку вузькосмугового активного фільтра з паралельним НЗЗ і регулюванням $K$	<b>70</b>
7.3. Процедура розрахунку біквадратного вузькосмугового активного фільтра	71
7.4. Рекомендації з проектування багатоланкових RC-фільтрів	72
7.5. Процедура розрахунку компонентів багатоланкового активного фільтра Саллена & Кея шостого порядку	75
7.6. Процедура розрахунку компонентів універсального активного фільтра (УАФ)	76
7.6.1. Розрахунок ФНЧ або ФВЧ 2-го порядку на УАФ з одиничним підсиленням	
7.6.2. Розрахунок вузькосмугового на УАФ з одиничним підсиленням	77
7.6.3. Розрахунок ФНЧ і ФВЧ на УАФ із заданим коефіцієнтом підсилення	78
7.6.4. Розрахунок вузькосмугового фільтра на УАФ із заданим $K_{\text{п}}$	79
7.6.5. Процедура та приклад розрахунку багатоланкового активного універсального фільтра НЧ п'ятого порядку	80
<b>8. Розрахунки активних RC фільтрів за методикою Р. Шепарда</b>	<b>83</b>
8.1. Розрахунок ФНЧ	83
8.1.1. Приклад. Розрахунок ФНЧ Чебишева 5-го порядку	

8.2. Розрахунок ФВЧ	84
8.2.1. Приклад. Розрахунок ФВЧ Чебишева 5-го порядку	
Таблиця 8.1 Нормовані значення ємностей базової моделі (ФНЧ)	85
<b>9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах</b>	<b>87</b>
9.1. Орган слуху	87
9.1.1. Сприйняття рівнів /гучності звуку	
9.1.2. Сприйняття частоти /вистоти звуку	
9.1.3. Нелінійні властивості слуху	
9.1.4. Часові та просторові властивості слуху	
9.2. Регулятори підсилювачів	90
9.3. Еквалайзер	90
9.3.1. Еквалайзер з постійною добротністю	
9.3.2. Еквалайзер з постійною шириною смуги пропускання	
9. Елек	
9.3.4. Багатосмуговий еквалайзер з паралельними колами корекції	
9.3.5. Еквалайзер з послідовним LCR-режекторним фільтром	
9.4. Регулятор гучності частотно-залежний	93
9.5. Регулятор підсилення електронний	94
9.6. Регулятор просторового враження	94
9.7. Формувач псевдостереофонічних сигналів	95
9.8. Регулятор тембру	95
9.8.1. Активний регулятор тембру на ОП	
9.8.2. Пасивний регулятор тембру	
9.9. Фільтр подавлення НЧ акустичних завад	97
<b>10. Контрольні індивідуальні розрахункові та схемотехнічні завдання</b>	<b>99</b>
<b>11. Рекомендована та використана література</b>	<b>105</b>
<b>12. Додатки</b>	<b>107</b>
Додаток 1. Приклади показників сучасних найшвидкісних ОП	107
Додаток 2. Варіанти індивідуальних проектних завдань	112 -132

## Вступ. Мета видання

Мета видання — зосереджити увагу сучасного студента на актуальній задачі. Важко уявити, що в століття планшетів, андроїдів, айфонів, смартфонів та дронів студент відірветься від глобальної мережі та сяде за читання наших методичних опусів. Проте навчальний план дисципліни вимагає його виконання. Оскільки «не можна досягнути неосяжне», ми рекомендуємо зануритися у запропоновану вузьку конкретну проблему, щоб, як мінімум, виконати у заданий термін теоретичне, розрахункове і проектне завдання семестру. Таким є наше завдання при добірці та компоновці найнеобхіднішого з безлічі матеріалів теми.

Аналогова схемотехніка використовує операційний підсилювач (ОП) як складний активний елемент, тобто перетворювач енергії джерела живлення на енергію сигналів в їх потрібному вигляді. Без зовнішніх кіл зворотних зв'язків операційний підсилювач, на наш погляд, вигідно відрізняється від інших активних елементів, наприклад, від транзисторів, трьома рисами:

1 - парадоксально великим (до мільйона, тобто 120 дБ) коефіцієнтом підсилення, який, доречі, неможливо реалізувати з двох умов - насичення транзисторів всередині ОП шумами та його схильності до збудження, якої вдається уникнути (розд.4.7);

2 - повною відсутністю шкідливої зворотної передачі сигналу, що, навпаки, підвищує стійкість, в цьому й є парадокс (у транзисторів же паразитна зворотна передача є непереборною через вплив ємності колектор – база  $C_{КБ}$  або стік – затвор  $C_{СЗ}$ );

3 – потенційною завадостійкістю до внутрішніх та зовнішніх завад, яка стала можливою завдяки геніальній за простотою інженерній знахідці – баланській схемі диференційного каскаду на вході ОП (розд. 4.2).

Крім того, ОП має великий вхідний та низький вихідний опір, що дозволяє ефективно застосовувати безпосереднє послідовне з'єднання каскадів із природним їх узгодженням. І, нарешті, - це висока верхня гранична частота, яка, за останніми даними (див. [24] та розд.12.1) вже досягає 12 гігагерців, і також сумісність із інтегрованою технологією. Згідно до формули  $K = K / (1 + \beta_{12}K) \rightarrow 1 / \beta_{12}$  з розд.2.3.4 (справедливій тільки при  $K \rightarrow \infty$ ) саме великий коефіцієнт підсилення  $K$  дозволяє формувати різноманітні за змістом і складністю кола  $\beta_{12}$  зовнішнього зворотного зв'язку. Отже парадоксально велике значення  $K$  у

свій час започаткувало технологічний бум і навіть новий напрямок у промисловості – застосування ОП. Їх показники регулярно підвищуються.

Названі якості визначають унікальність ОП - цих інженерно-технологічних шедеврів у ряду інших відомих перетворювачів енергії джерела живлення на інформативну енергію сигналів, тобто – повідомлень. Недоліками ОП вважають їх занадто велику складність та капризність у досягненні стійкості через фазові зсуви, які, доречі, все ж таки можна зкомпенсувати або зовсім усунути (розділ 4.7).

Висновок: тому серйозне вивчення студентами всіх нюансів і тонкощів застосування операційних підсилювачів в наш час є безумовно корисним.

Першоджерела, які відібрані для даного посібника, збігаються з посиланнями нових видань останніх років [2], [3], [6], тому що саме на 70 - 90 роки припадає бум розробок на базі ОП. Це висновок нашого аналізу сучасної літератури за темою «ОП», яка наведена у Розд.11. Сподіваємося, що наш вибір першоджерел для студентів актуальний і вдалий.

Матеріал Посібника розміщено у десяти розділах плюс Додатки.

У **першому** розділі наведено визначення, призначення, характеристики, макроструктура операційних підсилювачів (ОП).

У **другому** розділі нагадуються основні терміни з теорії зворотного зв'язку (ЗЗ), які необхідні для аналізу схем, оскільки функції пристроїв на операційному підсилювачі визначаються саме колом зовнішнього ЗЗ і способом його ввімкнення.

У третьому розділі розглядаються основні схеми ввімкнення операційного підсилювача, на базі яких створюються різноманітні пристрої.

У **четвертому** розділі детально описується внутрішня структура, «начинка» операційного підсилювача, яка визначає його унікальні властивості, насамперед – потенційну завадостійкість до типових видів внутрішніх і зовнішніх завад. Цей розділ зацікавить тих студентів і читачів, які у майбутньому зможуть удосконалювати внутрішню схемотехніку ОП.

У **п'ятому** розділі аналізуються хоч і не усі можливі, але типові різні активні пристрої оброблення сигналів на операційному підсилювачі.

У **шостому, сьомому і восьмому** розділах надані теорія, схемотехніка і детальні розрахунки активних RC-фільтрів. На наш погляд це – найбільш важлива сфера застосування ОП - цих сучасних і перспективних активних елементів. Матеріал та розрахунки викладено з кількома конкретними прикладами, які виконані за відомими методиками Л.Фолкенберрі та Р. Шепарда.

Наприкінці кожного розділу на студентів чекає багата низка питань щодо усвоєння викладаного матеріалу.

**У дев'ятому** розділі надані типові приклади електроакустичної апаратури на операційних підсилювачах з їх розрахунками. Споживачем акустичної інформації є людина з її вишуканими вимогами до якості звукової картини. Тому при проектуванні електроакустичних пристроїв необхідні точні дані про можливості та особливості слухового апарату - приймача, який є амплітудно-фазо-частотним аналізатором спектра звукових повідомлень. З цього починається цей розділ. Далі розглянуті еквайзери, регулятори тембру, імітатори просторового сприйняття, стереофонічні пристрої тощо – все на операційних підсилювачах, бо це найзатребуваний клас апаратури з їх застосуванням.

У **десятому** розділі розроблені контрольні індивідуальні розрахункові та схемотехнічні завдання, а також зразки їх виконання і правила оформлення робіт. Наприклад: 1. Розрахувати 5 основних видів включення операційних підсилювачів на заданому типі ОП (напр., WCC188), тобто вибрати, обґрунтувати, розрахувати значення номіналів елементів схем і показників. 2 Спроектувати активний RC фільтр на операційному підсилювачі (ОП) для оброблення акустичних сигналів в діапазоні частот від 20 Гц до 20 кГц. Область застосування - розділові та коригувальні фільтри для акустичних систем, еквайзери, активні регулятори тембру, регулятори стереофонічної бази, інші спеціальні пристрої.

У **Додатках** дивіться Приклади показників сучасних найшвидкісних ОП та Варіанти індивідуальних проектних завдань

Матеріал видання відібрано на базі досвіду викладання на РТФ КПІ схемотехніки аналогової електронної, електроакустичної, гідроакустичної, відео- та радіоприймальної апаратури, у пристроях запису та відтворення сигналів. Саме ці гілки техніки широко застосовують ОП.

Автор висловлює подяку співробітникам проф., д.т.н. М. М. Степанову, доцентам А. В. Мовчанюку, С. Б. Тарабарову, колегам по ЕРНВ НТУУ «КПІ» Н. О. Осадчій, В. В. Максимову, які знайшли час ознайомитись з рукописом і надати істотну допомогу в його підготовці, а також проф., д-ру техн. наук академіку Юрію Францевичу Зіньковському за професійні поради на майбутнє розширене видання цього навчального посібника. Вдячність і студентам РТФ Роману Бойко за технічну допомогу при оформленні видання та Ярославу Бурковському за пошук і підбірку таблиць параметрів авангардних, перспективних сучасних операційних підсилювачів.

**1. Операційний підсилювач (ОП): Визначення, призначення, характеристики**

[1, 8, 12]

Операційний підсилювач – це багатокаскадний підсилювач постійного струму (ППС) з високоомним симетричним входом, дуже великим підсиленням, з потенційною завадостійкістю до синфазних завад, повною відсутністю внутрішньої зворотної передачі сигналу з виходу до входу і з несиметричним виходом. Призначений для роботи з різноманітними колами зовнішніх зворотних зв'язків (ЗЗ), які й визначають виконувані ОП функції. Термін *операційний підсилювач* (1947 р., США) — від первинного призначення — означає виконання математичних операцій з континуальним сигналом. На схемах ОП позначають трикутником або прямокутником, ліворуч — інвертуючий, з кружком, і неінвертуючий, без кружка, входи, а праворуч — вихід; решту виводів розміщують довільно. Щоб спростити здобуття нульових початкових значень вихідної напруги, живлення ОП здійснюють від біполярного джерела живлення (ДЖ)  $+E_{ж}/-E_{ж}$ , а середню точку ДЖ заземлюють. Для електронного аналізу радіоелектронних засобів на операційних підсилювачах останні заміняють макромоделями, спрощеними схемами. Проста малосигнальна лінійна модель ОП (Рис.1.1) містить три блоки: а — вхідного опору; б — імітації першого полюса АЧХ  $\omega_B = 1/(RC)$ , вхідного струму  $I_1 = U_{вх.д} / R$ ; в — вихідних струму й опору  $I_2 = K_D U_{вх.д} / R_{вих}$  (позначення параметрів — нижче).

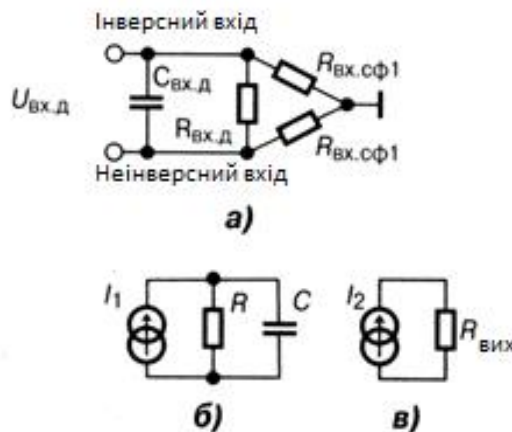


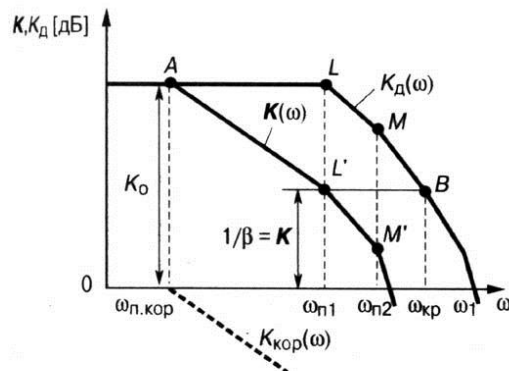
Рис.1.1. Макромоделі операційного підсилювача

**1.1. Малосигнальні параметри ОП (цифри — див. Табл.1.1)**

1) коефіцієнт передачі диференційної вхідної напруги  $K_D = U_{вих} / U_{вх.д}$ , його визначають при номінальному опорі навантаження  $R_{н.}$  або при  $R_{н.} \rightarrow \infty$ , — від  $10^3$  до  $10^7$ ;

### 1. Операційний підсилювач (ОП): Визначення, призначення, характеристики

- 2) коефіцієнт подавлення синфазних завад  $k_{п.с.з} = K_d / K_{сф}$ , так само як і в ДК (розд. 4.2), становить 60...120 дБ; він визначає потенційну завадостійкість ОП;
- 3) допустима синфазна напруга  $U_{вх.сф.мах}$  — це таке її значення, при якому коефіцієнт  $k_{п.с.з}$  на 6 дБ менший від паспортного значення;
- 4) вхідний опір для диференційного сигналу  $R_{вх.д} || C_{вх.д}$  — опір між інвертуючим (*Inв*) і неінвертуючим (*HeInв*) входами ОП (**Рис.1, а**) — від  $10^3$  до  $10^7$  Ом;
- 5) вхідний опір переліченого до входу НЧ синфазному сигналу,  $R_{вх.сф} = 0,5 R_{вх.сф1}$  — опір між перемкнутими входами *Inв*, *HeInв* та спільним проводом ОП, — десятки мегаомів;
- 6) вихідний опір, залежить від параметрів кінцевого каскаду ОП, — це звичайно потужний підсилювач, або повторювач з  $R_{вих} \rightarrow 0$ ;
- 7)  $\omega_{п1}$  - частота полюса АЧХ — верхня частота, що відповідає спаду АЧХ ОП на 3 дБ (**Рис.1.2**), її оцінюють на малому сигналі;
- 8) частота одиничного підсилення  $\omega_1$  — частота, при якій  $|K_d| = 1$  (тобто 0 дБ), — до 12 ГГц (**Рис.1.2**); див. також Додаток 1 в кінці посібника;



**Рис. 1.2 АЧХ – діаграма Бode операційного підсилювача (позначки див у розділі 4.7.«Кола стійкості ОП»)**

- 9) час установлення ОП  $\tau_{уст}$  — тривалість перехідного процесу, доли мкс;
- 10) постійна вхідна напруга зміщення  $E_{вх.зМ} = E_{вх.зМ} / (R_{з3} / R_1 + 1)$  — напруга, зумовлена асиметрією плечей диференційного каскаду ДК (**Рис.4.1**) на вході ОП — одиниці мВ.
- 11) компенсаційна напруга  $E_{зМ.к} = |E_{зМ}|$  — напруга протилежного  $E_{вх.зМ}$  знака, при якій  $E_{вх.зМ} = 0$ , — одиниці мВ;
- 12) температурний дрейф зміщення  $\Delta E_{вх.зМ} / \Delta T$  — 10...50 мкВ/К.

## 1. Операційний підсилювач (ОП): Визначення, призначення, характеристики

- 13) вхідний струм зміщення (від асиметрії плеч вхідного диференційного каскаду)  
 $I_{\text{вх.зМ}}$  — середнє значення обох вхідних струмів ОП при заданому  $E_{\text{вих.зМ}}$ , — від 10 пА до 10 мА;
- 14) температурний дрейф вхідного струму  $\Delta I_{\text{вх.зМ}}/\Delta T$  — від 0,5 до 2,5 нА/К.

### 1.2. Швидкісні параметри ОП,

що описують його властивості при великих сигналах і перевантаженні одного з каскадів, такі:

- 1) максимальна швидкість наростання вихідної напруги  $V_{\text{вих.маx}}$  — сотні В/мкс);
- 2) максимальна частота повної (як на низькій частоті вихідної потужності

$$\omega_{\text{маx}} = V_{\text{вих.маx}}/U_{\text{вих.маx}}$$

Ці параметри визначають динамічні спотворення у вхідному колі ОП після кожного значного стрибка  $U_{\text{вх}}$ : певний час ОП не здатний відтворювати змінний вхідний сигнал, оскільки вихідна напруга не може бути керованою. Цей хибний час тим коротший, чим більшу швидкість  $V_{\text{вих.маx}}$  забезпечує ОП і чим менший фактор негативного зворотного зв'язку (НЗЗ). Найшвидкісніші ОП утворюють серію *компараторів* на ІС (розд.5.5).

### 1.3. Класифікація ОП

Розрізняють такі ОП:

- 1) ОП загального призначення (з кількома якісними параметрами);
- 2) спеціальні ОП (з оптимізацією значень деяких параметрів за рахунок погіршення інших, напр. з великим підсиленням, але у вузькій смузі пропускання або навпаки);
- 3) прецизійні ОП (з великим підсиленням, можливістю глибокого зворотнього зв'язку (ЗЗ), малими шумами, без зміщення нуля, високим вхідним опором);
- 4) високошвидкісні ОП, компаратори (приклад компаратора - див **Рис. 5.8**).

### 1.4. Структура ОП

містить два диференційні каскади (ДК) на вході, далі каскади зниження рівня та передкінцеві, двотактний вихідний каскад і додаткові кола внутрішніх НЗЗ і корекції стзручності ( див. нижче, розд.4). Перехід від симетричних протифазних до несиметричних однофазних кіл і сигналів здійснюють у другому каскаді ДК. Цей перехід передбачено для зручності підімкнення зовнішніх кіл ЗЗ та передавання обробленого сигналу до виконавчого приладу користувачеві.

## 1. Операційний підсилювач (ОП): Визначення, призначення, характеристики

**Табл. 1 1. Найважливіші параметри операційних підсилювачів**

Параметр↓	Назва	Розмірність	140У Д1Б, $\mu A702$	140У Д6А, МС1456	140У Д7, $\mu A741$	140У Д10, LM118	140У Д14, LM108	153У Д2, LM101	153У Д4, WCC188	153У Д5, $\mu A725$	544У Д1А, $\mu A740$
$E_{ж}$	Напруга живл	В, $\pm 10\%$	12,6	15	15	15	15	15	6	15	15
$I_{ж}$	Струм спожив	мА, $\leq$	4,2	2,8	2,8	10	0,6	3	0,8	3,5	3,5
$R_{н}$	Реком. навантаж	кОм, $>$	5	2	2	2	1	2	5	2	2
$U_{вих}$	Розмах вих напр.	В, $\leq$	+8 ... —6,3	+12 ... —10	$\pm 11,5$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 11$	$\pm 4$	$\pm 10$	$\pm 10$
$K = U_2 / U_1$	Коеф підсил без ЗЗ	-	2 000	70 000	50 000	50 000	50 000	50 000	5 000	125 000	50 000
$R_{вх}$	Вхід. опір	М Ом	0,004	2	0,4	0,4	30	0,3	0,2	1	1000
$R_{вих}$	Вих. опір	Ом, $\leq$	700	150	150	—	—	300	1000	150	200
$U_{вх.дф}$	Диф.вхід напруга	В, $\leq$	$\pm 1,5$	$\pm 30$	$\pm 20$	$\pm 4$	$\pm 13,5$	$\pm 30$	$\pm 2$	$\pm 5$	$\pm 10$
$U_{вх.сф}$	Синф.вх. напруга.	В, $\leq$	$\pm 3$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 6$	$\pm 6$	$\pm 12$	$\pm 5$	$\pm 13,5$	$\pm 10$
$E_{вх.зм}$	Напруга зміщення	мВ, $\leq$	$\pm 7$	$\pm 5$	$\pm 4$	$\pm 4$	$\pm 2$	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 2,5$	$\pm 30$
$I_{вх.зм}$	Вх. Струм зміщення	нА, $\leq$	8000	30	200	500	2	500	400	100	0,15
$F_1$	Частота одинич підсил	МГц, $>$	8	1	0,8	15	0,5	1	0,7	0,8	1
$k_{псфз}$	Подавл. сф завади	дБ, $>$	60	80	70	80	85	70	70	94	70
$\Delta E_{вх.зм} / \Delta T$	Температ. дрейф	мкВ /°С	20	20	6	50	15	30	50	5	30
$V_i$ вих	Швидк вих напруги	В/ мкс	0,5	2,5	10	30	0,25	0,5	0,1	—	2

У внутрішній схемотехніці ОП широко використовують ГСС, так зване «Струмове дзеркало» (термін США) — як коло зв'язку і динамічного навантаження каскадів, для збільшення підсилення, корекції АЧХ тощо. Передбачені також кола захисту ОП від короткого замикання (КЗ). Докладний опис внутрішньої структури ОП див. далі, у розділі 4. «Ничинка ОП».

## 1. Операційний підсилювач (ОП): Визначення, призначення, характеристики

Операційні підсилювачі завжди застосовують разом з колами зовнішніх ЗЗ. Причина цього не тільки у призначенні ОП (див. розд. 5), а й у великому його підсиленні ( $K_d$ ). Навіть незначна асиметрія плечей вхідного ДК або незначна вхідна напруга  $U_{вх.д}$  можуть спричинити зміщення, зсув нуля, призвести до насиченості ОП і його нездатності оброблювати сигнали. Другою причиною є великий технологічний розкид параметрів ОП (особливо  $K_d$ ) та їх залежність від температури; третьою причиною є основоположний результат, розкритий нижче (розд. 2.3.4) у теорії зворотих зв'язків відносно пристроїв на основі ОП, а саме: коефіцієнт  $K = 1/\beta_{12}$ . Під величиною  $\beta_{12}$  розуміють узагальнений комплексний коефіцієнт передачі кола ЗЗ, який і визначає властивості ОП разом з колом ЗЗ, але за умови забезпечення великого коефіцієнта  $K_d$ .

Окрім Табл.1.1, у розд. 12.1 Додатків дивіться параметри найшвидкісних ОП.

### 1.5. Контрольні запитання для самоперевірки

- 1.1. Які макромоделі ОП відомі вам?
- 1.2. Що таке діаграма Боде для ОП ?
- 1.3. Що таке частота  $\omega_b$  полюса АЧХ ?
- 1.4. Що таке частота одиничного підсилення  $\omega_1$  ?
- 1.5. Дайте визначення коефіцієнта передачі диференційної вхідної напруги  $K_d$
- 1.6. Дайте визначення коефіцієнта подавлення синфазної завади  $k_{п.с.з}$
- 1.7. Дайте визначення допустимої синфазної напруги  $U_{вх.сф.мах}$
- 1.8. Дайте визначення вхідного опору для диференційного сигналу
- 1.9. Дайте визначення вхідного опору для синфазного сигналу
- 1.10. Що таке небажана постійна вхідна напруга  $E_{вх.зм}$  зміщення ?
- 1.11. Назвіть швидкісні параметри ОП
- 1.12. Чому ОП має симетричний вхід і несиметричний вихід ?
- 1.13. Назвіть *значення* (орієнтовні цифри) шести найважливіших параметрів *ідеального* ОП: вхідний і вихідний опір  $R_{вх}$ ,  $R_{вих}$ , коефіцієнти передачі диференційного сигналу  $K_d$  та синфазної завади  $K_{сф}$ , смуга пропускання  $\Pi_{0,7}$ , небажана зворотна передача сигналу  $\beta_{12}$  з виходу на вхід.
- 1.14. Які найімовірніші значення вхідного опору для корисного диференційного

## 1. Операційний підсилювач (ОП): Визначення, призначення, характеристики

сигналу у реальних ОП без зовнішніх зворотних зв'язків ?

1.15. Які найбільш ймовірні значення вихідного опору для корисного дифференційного сигналу реальних ОП без зовнішніх кіл зворотних зв'язків ?

1.16.. Які найбільш ймовірні значення коефіцієнта підсилення для корисного дифференційного сигналу реальних ОП без зовнішніх кіл зворотних зв'язків ?

1.17. Які найбільш ймовірні значення коефіцієнта подавлення синфазної спеціальвади  $k_{\text{псфз}}$  реальних ОП без зовнішніх кіл зворотних зв'язків ?

1.18.. Які значення робочого діапазону частот  $F_{\text{роб}}$  (від самої нижньої до самої верхньої частоти одиничного підсилення) сучасних ОП без зовнішніх зворотних зв'язків ?

1.19. Чим відрізняються ОП загального призначення від спеціальних ОП ?

1.20 Чим операційний підсилювач суттєво позитивно відрізняється від інших активних елементів ?

## РОЗДІЛ 2.

### ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК ЕЛЕКТРИЧНИЙ\*

**Зворотний зв'язок електричний** — електронний різновид впливу наслідку на причину, здійснюється подачею частки вихідного сигналу у будь-які точки підсилювача. Розрізняють паразитні, внутрішні, цільові та мішані зворотні зв'язки (ЗЗ).

*Паразитні ЗЗ* з'являються внаслідок невдалого розміщення, нерационального формування елементів в основі інтегрованої схеми (ІС) (далі у цьому підрозд. не розглядаються).

*Внутрішні ЗЗ* спричинені впливом параметрів транзисторів (наприклад,  $h_{12}$ ).

*Цільові ЗЗ* потрібні для стабілізації режиму транзистора, покращення показників підсилювача, у тому числі зниження спотворень, вони й є предметом подальшого аналізу.

Коло цільового ЗЗ, що охоплює вхід підсилювача і вихід останнього каскаду, називають колом *загального ЗЗ*, а те коло ЗЗ, яке діє в межах каскаду, — *місцевим* (не слід плутати із внутрішнім ЗЗ). Прикладом місцевого ЗЗ є послідовний негативний  $Z$ -НЗЗ через емітерне коло резистора  $R_E$  без конденсатора  $C_E$  у каскаді зі спільним емітером.

#### 2.1. Найважливіші визначення

Залежно від елементів  $\beta$  кола ЗЗ розрізняють частотонезалежний та залежний, лінійний і нелінійний, пасивний та активний ЗЗ. В аперіодичних каскадах застосовують лінійні частотонезалежні пасивні елементи, у широкосмугових і вибірних (селективних) — частотозалежні пасивні елементи, а в нелінійних пристроях на основі операційних підсилювачів (ОП) (див. розд. 9) — нелінійні пасивні та активні елементи. Транзистор у колі ЗЗ використовують дуже обмежено, наприклад, у гіраторах із транзистором у колі ЗЗ (див. підрозд. 5.2.1). У складних пристроях сигнали ЗЗ подають кількома колами (багатоканальний ЗЗ, де діють місцеві незалежні та перехрещені петлі ЗЗ).

Саме підсилювач без ЗЗ, із коефіцієнтом передачі  $K(\omega)$  (далі — коло  $K$ ) з'єднують з колом ЗЗ із коефіцієнтом передачі  $\beta(\omega)$  (далі — коло  $\beta$ ) через вхідні та вихідні шестиполіусники і формують петлю ЗЗ. Добуток  $\beta K$  називають *коефіцієнтом*

---

\*Див. [3; 7; 8].

## 2. Зворотний зв'язок електричний: Терміни теорії, необхідні для аналізу ОП

петльового підсилення. Різницю між напругами, поданою у розрив петлі ЗЗ у будь-якій точці та поверненою до неї після обходу петлі, називають *зворотною різницею*,  $F = 1 - \beta K$ . Вона є кількісною мірою впливу ЗЗ на показники підсилювача, наприклад,

$$K = K/F = K/(1 - \beta K),$$

де  $K$  — коефіцієнт передачі підсилювача разом із колом ЗЗ<sup>1)</sup>,  $K$  — те саме, але саме підсилювача, без ЗЗ. Прийнято вважати, що в разі негативного ЗЗ (НЗЗ) добуток (петльове підсилення)  $\beta K$  — негативний, а зворотна різниця становить  $1 - (-\beta K) = 1 + \beta K$ . При позитивному ЗЗ (ПЗЗ) добуток  $(+\beta K)$  — позитивний, отже, він становить  $1 - \beta K$ . Модуль  $F$  називають *фактором*, або *глибиною ЗЗ*. Знаки «+» та «-» мають сенс лише на середніх частотах (СрЧ) діапазону через фазові зсуви сигналів на НЧ і ВЧ, де діє комплексний ЗЗ і можлива зміна знака на протилежний. Отже, при НЗЗ зворотна різниця  $F > 1$ , а при ПЗЗ  $F < 1$ , причому при неглибокому НЗЗ коефіцієнт  $K$  зменшується (нагадуємо, з урахуванням ЗЗ), а при ПЗЗ — збільшується порівняно з  $K$  самого підсилювача.

### 2.2. Види цільового зворотного зв'язку

За способом зняття і введення сигналів відомо чотири види ЗЗ: послідовно-послідовний, паралельно-паралельний, послідовно-паралельний та паралельно-послідовний. Перше слово у цих термінах означає *умовний* спосіб з'єднання кіл  $K$  та  $\beta$  з боку входу, друге — з боку виходу підсилювача  $K$ , хоча функцій не проходження сигналу зовсім інше, як це впливає з **рис. 2.1**. При однакових з'єднаннях умовних вхідних і вихідних кіл, позначаючи види зв'язку, застосовують не два, а одне слово. Загальноживані терміни *за струмом* (як послідовно) або *за напругою* (як паралельно) дуже рідко відповідають істині, тому що ЗЗ за напругою повноцінний лише при ненавантаженому виході ( $Z_{\text{н}} \rightarrow \infty$ ) і неефективний при короткому замиканні (КЗ) виходу ( $Z_{\text{н}} \rightarrow 0$ ), а ЗЗ за струмом, навпаки, ефективний при  $Z_{\text{н}} \rightarrow 0$ , неефективний при ( $Z_{\text{н}} \rightarrow \infty$ ). Насправді ж опори реальних пристроїв на частотах 0...1 ГГц мають довільні проміжні значення. Цієї нашої точки зору дотримуються також інші колеги, наприклад, у роботі [12].

Оцінюючи показники ЗЗ, виходять із трьох умов. По-перше, вихідна напруга  $U_2$  кола  $K$  (**рис. 2.1**) не повинна помітно змінюватися під впливом кола  $\beta$  при всіх видах ЗЗ, тобто вихідна напруга підсилювача, охопленого петлею ЗЗ,  $U_2 \approx U_2$ . По-

<sup>1)</sup>Тут і далі напівжирним шрифтом виділено параметри з урахуванням зовнішнього ЗЗ.

## 2. Зворотний зв'язок електричний: Терміни теорії, необхідні для аналізу ОП

друге, складаючи матриці з'єднаної пари чотириполосників  $K(\omega)$  та  $\beta(\omega)$ , урахувують всі параметри підсилювача  $K(\omega)$ , крім параметра *зворотної передачі*, який умовно належить лише колу  $\beta(\omega)$ , тобто підсилювач ніби ідеалізують. Наприклад,

$$h_{11.K} \gg h_{11.\beta}, \quad h_{21.K} \gg h_{21.\beta}, \quad h_{22.K} \gg h_{22.\beta}, \quad (h_{12.K} \rightarrow 0) \ll h_{12.\beta}$$

Зазначимо ще раз, що шрифтове виділення показників підсилювача  $K$ ,  $K_i$ ,  $Z_{\text{вх}}$ ,  $Z_{\text{вих}}$  тут і далі свідчить про наявність ЗЗ у пристрої. По-третє, вихідним струмом  $I_2$  вважають тільки ту його складову, що проходить через навантаження  $Z_H$ .

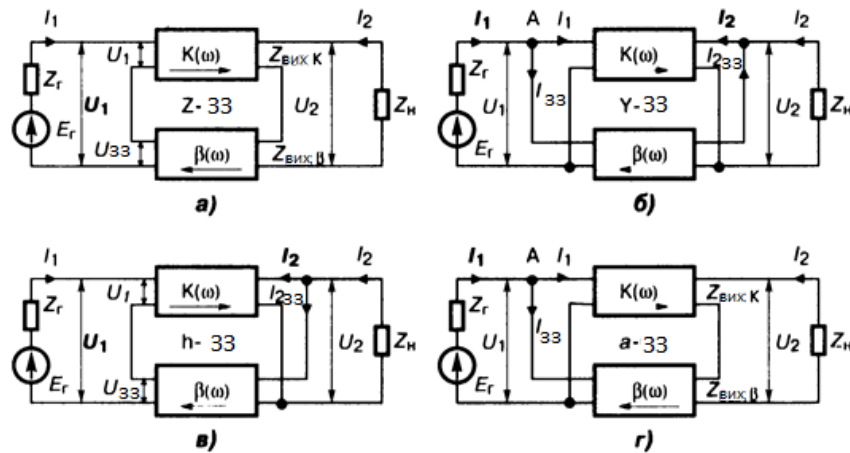


Рис. 2.1. Види зворотного зв'язку:  
 а — послідовний; б — паралельний;  
 в — послідовно-паралельний; г — паралельно-послідовний

### 2.2.1. Послідовний зворотний зв'язок

Послідовний ЗЗ (рис. 2.1, а) для лаконічності формул описують матрицею  $Z$ -параметрів, і він має такі властивості. Коефіцієнт передачі напруги

$$K_z = U_2/U_1 = U_2/(U_1 + U_{33}) = K_z/F_z,$$

де  $K_z = U_2/U_1$ , а  $F_z = |1 - \beta_z K_z|$  — фактор ЗЗ, тобто  $K_z$  зменшений відносно  $K_z$ . Коефіцієнт передачі струму  $K_{i,z} = I_2/I_1 = I_2/I_1 = K_i$  не змінюється від впливу ЗЗ, тому що як вхідний  $I_1$ , так і вихідний  $I_2$  струми кіл  $K$  та  $\beta$  — спільні (оскільки послідовні), хоч  $I_2 < I_2$ , а  $I_1 < I_1$  через збільшення вихідного і вхідного опорів. Дійсно, вхідний опір збільшується:

$$Z_{\text{вх},z} = U_1/I_1 = (U_1 + U_{33})/I_1 = Z_{\text{вх}} F_z$$

вихідний опір теж збільшується:

$$Z_{\text{вих},z} = U_2/I_2 = Z_{\text{вих},K} + Z_{\text{вих},\beta} = Z_{\text{вих}} F_z$$

## 2. Зворотний зв'язок електричний: Терміни теорії, необхідні для аналізу ОП

Пара чотириполюсників ( $K_z\beta_z$ ) з високим вихідним опором є джерелом струму для користувача, тобто кола  $Z_H$ ; отже, послідовний ЗНЗЗ стабілізує вихідний струм. Зменшення підсилення напруги, збільшення вхідного опору, незмінність передачі струму — це наслідки послідовного з'єднання умовних входів кіл  $K$  та  $\beta$ . Збільшення вихідного опору, стабілізація вихідного струму в навантаженні — це наслідки послідовного з'єднання виходів. Послідовний ЗЗ ефективний при  $Z_r \rightarrow 0$ ,  $Z_H \rightarrow 0$ , оскільки фактор ЗЗ великий:

$$F_z = |1 - \beta_z K_z| = 1 + Z_{12} Z_{21} / [(Z_{11} + Z_r)(Z_{22} + Z_H)] \gg 1.$$

Мале значення, а саме  $F_z \rightarrow 1$  (при  $Z_r, Z_H \rightarrow \infty$ ), втрачає сенс у застосуванні ЗЗ, наприклад, для стабілізації струму або підвищення вхідного опору. Тут всі величини — опори, Ом:  $Z_{12}$  — зворотний опір кола  $\beta_z$ , решта Z-параметри належать колу  $K$ .

### 2.2.2. Паралельний зворотний зв'язок

Паралельний зворотний зв'язок (рис. 2.1, б) описують Y-матрицею, він має такі властивості. Коефіцієнт  $K_Y = K_Y$  (не змінюється, тому що  $U_1 = U_1$ ,  $U_2 = U_2$ ). Коефіцієнт передачі струму

$$K_{i,Y} = I_2 / I_1 = I_2 / (I_1 + I_{33}) = K / F_Y,$$

де  $K_{i,Y} = I_2 / I_1$  — коефіцієнт передачі струму без ЗЗ,  $F_Y = |1 - \beta_Y K_Y|$  — фактор ЗЗ, тобто  $K_{i,Y} < K_Y$ , оскільки в точці А струм  $I_1$  розгалужувано на два струми:  $I_1$ ,  $I_{33}$ , а  $I_2$  (за умовою 3, див. вище) — струм, що проходить тільки через навантаження  $Z_H$ . Вхідний та вихідний опори теж зменшуються:

$$Z_{вх,Y} = U_1 / I_1 = U_1 / (I_1 + I_{33}) = Z_{вх} / F_Y,$$

$$Z_{вих,Y} = U_2 / I_2 = U_2 / (I_2 + I_{2,33}) = Z_{вих,K} \parallel Z_{вих,\beta} = Z_{вих} / F_Y.$$

Паралельне з'єднання виходів, зменшення вихідного опору наближають пару ( $K_Y\beta_Y$ ) до ідеального джерела напруги для користувача ( $Z_H$ ); отже, паралельний Y-негативний НЗЗ стабілізує вихідну напругу. З іншого боку, зменшення коефіцієнта  $K_Y$  та вхідного опору  $Z_{вх,Y}$  і незмінність коефіцієнта підсилення напруги  $K_Y$  є наслідком паралельних з'єднань умовних вхідних кіл  $K$  та  $\beta$ . Паралельний ЗЗ ефективний при великих опорах джерела сигналу і навантаження; при цьому останні не шунтують коло ЗЗ і не зменшують глибини ЗЗ, і фактор ЗЗ великий:

$$F_Y = 1 + Y_{12} Y_{21} / [(Y_{11} + Y_r)(Y_{22} + Y_H)] \gg 1.$$

## 2. Зворотний зв'язок електричний: Терміни теорії, необхідні для аналізу ОП

Тут усі величини — провідності, См:  $Y_{11}$  й  $Y_{22}$  — вхідна і вихідна;  $Y_{21}$  й  $Y_{12}$  — прямої і зворотної передачі,  $Y_H$  — навантаження. Наступні два види ЗЗ — комбінація двох перших.

### 2.2.3. Послідовно-паралельний зворотний зв'язок

Послідовно-паралельний зворотний зв'язок (рис. 2.1, в) описують матрицею  $h$ -параметрів, він має властивості Z-ЗЗ за входом, але Y-ЗЗ — за виходом, тобто

$$K_h = K/F_h, \quad K_{i..h} = K_{i..h}, \quad Z_{вхh} = Z_{вх}F_h$$

як у Z-ЗЗ; малий опір  $Z_{вих..h} = Z_{вих..h}/F_h$  стабілізує вихідну напругу, як в Y-ЗЗ. Цей вид ЗЗ ефективний при малому опорі джерела сигналу  $Z_r$ , але при великому опорі  $Z_H$ , оскільки при цьому не розривають і не закорочують петлю ЗЗ, і фактор ЗЗ великий:

$$F_h = 1 + h_{12}h_{21} / [(h_{11} + Z_r)(h_{22} + Y_H)] \gg 1.$$

Тут  $h_{11}$  — вхідний опір, Ом;  $h_{22}$  — вихідна провідність, См,  $h_{21}$  та  $h_{12}$  — коефіцієнти прямої та зворотної передачі, безрозмірні.

### 2.2.4. Паралельно-послідовний зворотний зв'язок

Паралельно-послідовний зворотний зв'язок (рис. 2.1, г) описують матрицею  $a$ -параметрів, він має властивості Y-ЗЗ за входом, але Z-ЗЗ за виходом, тобто

$$K_a = K_a, \quad K_{i..a} = K_{i..a}/F_a, \quad Z_{вх.a} = Z_{вх.a}/F_a,$$

як в Y-ЗЗ. Високий вихідний опір  $Z_{вихa} = Z_{вих}F_a$  стабілізує вихідний струм, як у Z-ЗЗ. Цей вид ЗЗ ефективний при великому внутрішньому опорі джерела сигналу (він не шунтує коло ЗЗ), але при малому опорі навантаження (воно не розриває петлю ЗЗ), і при цьому фактор ЗЗ великий:

$$F_a = 1 + a_{12}a_{21} / [(a_{11} + Y_r)(a_{22} + Z_H)] \gg 1.$$

Тут  $a_{11}$  — вхідна провідність, См,  $a_{22}$  — вихідний опір, Ом;  $a_{21}$ ,  $a_{12}$  — коефіцієнти прямої та зворотної передачі, безрозмірні.

А тепер можна порівняти разом властивості усіх чотирьох видів зворотного зв'язку (табл. 2.1).

## 2.3. Вплив зворотного зв'язку на показники підсилювача

Вплив ЗЗ на показники підсилювача визначають фактором  $F$  при різних значеннях опору  $Z_r$  джерела сигналу (рис. 2.1) і навантаження  $Z_H$ . Вирази для різних видів ЗЗ див. вище. Так, при  $Z_r=0$  фактор  $F_{вх}(0)=1+K\beta_{вх}(0)$ ; при  $Z_H=0$  фактор  $F_{вих}(0)=1+K\beta_{вих}(0)$ . При  $(Z_r, Z_H) \rightarrow \infty$  маємо аналогічно  $F_{вх}(\infty), F_{вих}(\infty)$ .

## 2. Зворотний зв'язок електричний: Терміни теорії, необхідні для аналізу ОП

Таблиця 2.1. Показники та властивості зворотних зв'язків

Вид зворотного зв'язку →	Послідовний $Z \downarrow$	Паралельний $Y \downarrow$	Послідовно-паралельний $H \downarrow$	Паралельно-послідовний $A \downarrow$
Показники каскаду ↓				
$K_u$ (K)	$*K_z = K / F_z$	$K_y = K$	$K_h = K / F_h$	$K_a = K$
$K_i$	$K_{iz} = K_i$	$K_{iy} = K_i / F_y$	$K_{ih} = K_i$	$K_{ia} = K_i / F_a$
$Z_{ex}$	$Z_{exz} = Z_{ex} F_z$	$Z_{exy} = Z_{ex} / F_y$	$Z_{exh} = Z_{ex} F_h$	$Z_{exa} = Z_{ex} / F_a$
$Z_{вих}$	$Z_{вихz} = Z_{вих} F_z$	$Z_{вихy} = Z_{вих} / F_y$	$Z_{вихh} = Z_{вих} / F_h$	$Z_{вихa} = Z_{вих} F_a$
Що стабілізує: $U$ або $I$ ?	Вихідний струм	Вихідну напругу	Вихідну напругу	Вихідний струм
Рекоменд. $R_r$	$R_r \ll R_{вхz}$	$R_r \gg R_{вхy}$	$R_r \ll R_{вхh}$	$R_r \gg R_{вхa}$
Рекоменд. $R_n$	$R_n \ll R_{вихz}$	$R_n \gg R_{вихy}$	$R_n \gg R_{вихh}$	$R_n \ll R_{вихa}$
Схема ввімкнення VT або ОП	СЕ, СВ, але без ємності $C_E, C_B$	ОП в інвертуючому ввімкненні	Повторювачі: СК, ССтік	СБ, СЗ
Формула $F$ фактора зворотного зв'язку	$(1 + \beta_z K) = 1 + Z_{12} Z_{21} / [(Z_{11} + Z_r) x (Z_{22} + Z_n)]$	$(1 + \beta_y K) = 1 + Y_{12} Y_{21} / [(Y_{11} + Y_r) x (Y_{22} + Y_n)]$	$(1 + \beta_h K) = 1 + h_{12} h_{21} / [(h_{11} + h_r) x (h_{22} + Y_n)]$	$(1 + \beta_a K) = 1 + a_{12} a_{21} / [(a_{11} + a_r) x (a_{22} + Z_n)]$

\* Нагадуємо: напівжирний шрифт свідчить, що виділені параметри з урахуванням зовнішнього ЗЗ.

### 2.3.1. Вплив зворотного зв'язку на АЧХ, ФЧХ, ПХ

Для частотонезалежного НЗЗ коефіцієнт  $\beta(\omega) = \text{const}$ ; тому всередині діапазону частот ( $\omega_0$ ), де  $K(\omega) = K(\omega_0) = K_{\text{max}}$ , фактор  $F_{вх}(0) = F_{вх}(0)_{\text{max}}$ , а на краях СП, тобто на частотах  $\omega_{\text{min}}$  та  $\omega_{\text{max}}$ , значення  $F_{вх}(0)$  мале, послаблення від дії НЗЗ менше, АЧХ стає більш пласкою в широкому інтервалі частот. Взагалі НЗЗ зменшує спад АЧХ лише від тих причин, які змінюють  $K(\omega)$ ,  $\beta(\omega)$  в однаковому напрямку, в протилежному разі НЗЗ навіть посилює частотні спотворення. Наприклад, послідовний за виходом НЗЗ збільшує спад АЧХ на ВЧ, якщо він зумовлений впливом ємності навантаження  $C_n$ , оскільки  $K(\omega)$  спадає через ємнісне шунтування  $R_n$ , а негативна дія  $\beta(\omega)$  зростає разом зі струмом НЗЗ при підвищенні частоти (бо  $Z_n = R_n || C_n$ , наприклад, на **рис. 2.1, а**). Оцінімо головні показники аналітично. Без НЗЗ передаточна функція підсилювача на ВЧ

$$K(j\omega) = K_0 / (1 + j\omega T_B),$$

де  $T_B = C_n R_n$  — постійна часу навантаження, а  $K_0 = K(\omega_0) = K_{\text{max}}$ . З дією НЗЗ

$$K(j\omega) = [K_0 / F_{вх}(0)] / [1 + j\omega T_B / F_{вх}(0)],$$

## 2. Зворотний зв'язок електричний: Терміни теорії, необхідні для аналізу ОП

постійна часу  $\tau_B$  менша у  $F_{BX}(0)$  разів і тому верхня гранична частота  $F_B$  збільшилась у  $F_{BX}(0)$  разів. Подібно й на НЧ. Без НЗЗ

$$K(j\omega) = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_H),$$

де  $\tau_H = C_p R_{BX.H}$  — НЧ постійна часу кола. А з урахуванням дії НЗЗ

$$K(j\omega) = [K_0/F_{BX}(0)] / [1 + 1/(j\omega\tau_H F_{BX}(0))],$$

тобто постійну часу НЧ  $\tau_H$  збільшено у  $F_{BX}(0)$  разів і тому нижня гранична частота  $F_H$  зменшилась у  $F_{BX}(0)$  разів. Нормована АЧХ з урахуванням дії НЗЗ

$$y(\omega) = K(\omega)/K(\omega_0) = 1 - [1 - y(\omega)]/F_{BX}(0),$$

де  $y(\omega) = K(\omega)/K(\omega_0)$  — нормована АЧХ підсилювача без НЗЗ. Чим глибший НЗЗ, тобто чим більший фактор  $F_{BX}(0)$ , тим менше значення у квадратних дужках і тим більш пласкою стає АЧХ. Одночасно НЗЗ (коли  $> 1$ ) зменшує також і фазовий зсув  $\varphi(\omega) = \varphi(\omega)/F_{BX}(0)$  і тим лінеаризує ФЧХ. Перехідна характеристика теж поліпшується під впливом НЗЗ: тривалість фронту та спаду, сколювання вершини імпульсу зменшуються в  $F_{BX}(0)$  разів. При кількості каскадів  $N > 2$  можливі пагорби на вершині імпульсу через фазові зсуви на краях СП; тоді зменшують або  $F_{BX}(0)$ , або кількість каскадів, охоплених НЗЗ. Оцінюючи *наскрізні* коефіцієнти передачі  $K_E$  та фазові зсуви  $\varphi(\omega)_E$ , замість  $F_{BX}(0)$  застосовують наведений вище повний вираз для  $F_Z, F_Y, F_h, F_a$  і з конкретними значеннями опорів  $Z_r, Z_H$ .

При частотозалежних елементах кола  $\beta(\omega)$  можна корегувати АЧХ і ФЧХ відповідно до завдання.

### 2.3.2. Вплив НЗЗ на нелінійні спотворення та внутрішні завади

Для зменшення нелінійних спотворень підсилювача колами НЗЗ охоплюють насамперед *вихідні* каскади з максимальним рівнем сигналу. Слід мати на увазі, що НЗЗ не здатний зменшити ті нелінійні спотворення, які зумовлені відсіканням струму, оскільки при відсіканні підсилення відсутнє (наприклад,  $h_{21} \rightarrow 0, K(\omega) \rightarrow 0$ ), тоді й фактор  $F \rightarrow 1$  і НЗЗ не діє. Наскрізний коефіцієнт гармонік  $k_{rE} = k_{rE}/F_{BX}$  ( $Z_r \neq 0$ ), який враховує вплив генератора сигналу  $Z_r$ , і прохідний  $k_r = k_r/F_{BX}$  ( $Z_r = 0$ ) ефективно зменшуються при НЗЗ. Зовнішні шуми, завади, фони, дрейфи нуля, асиметрія плечей диференційних каскадів послаблюються колами НЗЗ, якщо вони не належать вхідному каскаду:  $U_{ш.вих} = U_{ш.вих}/F_{BX}(0)$ . Вхідний каскад не охоплюють НЗЗ, тому що шум резисторів кола зворотного зв'язку погіршує відношення сигнал/шум, а без шумів транзисторів не буває.

### 2.3.3. Чутливість $S_{Z \leftarrow K}$ вхідних та вихідних опорів $Z$ -підсилювача з НЗЗ до зміни $K$ самого підсилювача

Чутливість  $S_{Z \leftarrow K}$  вхідних та вихідних опорів  $Z$ -підсилювача з НЗЗ до зміни  $K$  самого підсилювача оцінюють за роботою підсилювача на узгоджене навантаження. При неглибокому НЗЗ чутливість опорів до зміни коефіцієнта  $K$  така:

$$S_{Z_{вх} \leftarrow K} = [F_{вх}(0) - F_{вх}(\infty)] / [F_{вх}(0)F_{вх}(\infty)];$$
$$S_{Z_{вих} \leftarrow K} = [F_{вих}(0) - F_{вих}(\infty)] / [F_{вих}(0)F_{вих}(\infty)].$$

Застосування мостових схем підмикання джерела сигналу  $Z_r$  та навантаження  $Z_n$  до петлі ЗЗ дає змогу зробити  $Z_{вх}$  і  $Z_{вих}$  незалежними від змін опорів  $Z_n$ ,  $Z_r$ , підсилення  $K$  та фактора ЗЗ  $F$ . Це корисно для підвищення стійкості при нестабільному навантаженні.

### 2.3.4. Чутливість $S_{K \leftarrow K}$ коефіцієнта $K$ підсилювача з НЗЗ до зміни коефіцієнта $K$ самого підсилювача

Чутливість  $S_{K \leftarrow K}$  коефіцієнта  $K$  підсилювача з НЗЗ до зміни коефіцієнта  $K$  самого підсилювача — найважливіший показник стабільності пристрою. За визначенням

$$S_{K \leftarrow K} = (dK/K) / (dK/K) = (dK/dK) / (K/K) = 1/F_{вх}(0).$$

Чим більший фактор ЗЗ, тим менша чутливість та вища стабільність  $K$  при зміні  $K$ . Якщо  $K \gg 1$  (а це реально для усіх ОП), то при будь-якому НЗЗ

$$K = K/(1 + \beta_{12}K) \rightarrow 1/\beta_{12},$$

тобто передаточна функція підсилювача з глибоким НЗЗ і великим коефіцієнтом  $K$  (без ЗЗ!) не залежить від параметрів самого підсилювача, а визначається цілком тільки властивостями кола ЗЗ ( $\beta_{12}$ ). На цьому принципі ґрунтуються численні застосування ОП (див. розд. 9 та [17]). Важливо й те, що *пасивні* елементи кіл ЗЗ значно стабільніші, ніж активні.

## Контрольні запитання для самоперевірки до розділу 2

2.1. Чому ОП завжди застосовують разом із колами зовнішніх ЗЗ?

2.2. Який практичний висновок дає формула  $K = 1/\beta_{12}$ ?

2.3. Що і чому визначає функціональне призначення операцій запропонованого підсилювача в разі його різноманітного застосування?

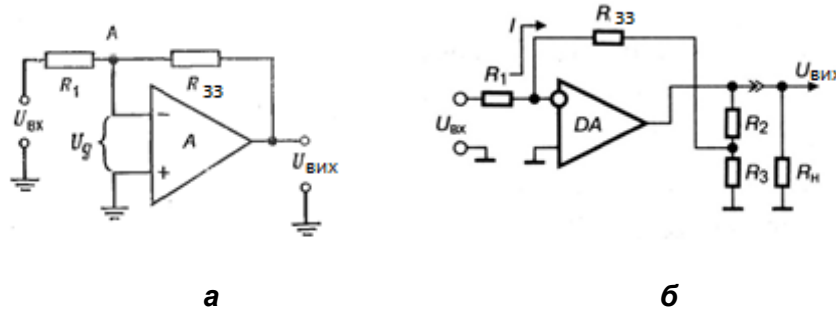
## 2. Зворотний зв'язок електричний: Терміни теорії, необхідні для аналізу ОП

- 2.4. Запропонуйте внутрішній опір джерела сигналу (генератора)  $R_r$  до приладу з опором  $R_{вх}$  для ефективної роботи послідовного Z-НЗЗ.
- 2.5. Запропонуйте внутрішній опір джерела сигналу (генератора)  $R_r$  до приладу з опором  $R_{вх}$  для ефективної роботи послідовно-паралельного h-НЗЗ.
- 2.6. Запропонуйте внутрішній опір джерела сигналу (генератора)  $R_r$  до приладу з опором  $R_{вх}$  для ефективної роботи паралельного Y-НЗЗ.
- 2.7. Запропонуйте внутрішній опір джерела сигналу (генератора)  $R_r$  до приладу з опором  $R_{вх}$  для ефективної роботи паралельного a-НЗЗ.
- 2.8. Який рекомендований опір навантаження  $R_n$  для приладу з опором  $R_{вих}$  для ефективної роботи послідовного Z-НЗЗ?
- 2.9. Який рекомендований опір навантаження  $R_n$  для приладу з опором  $R_{вих}$  для ефективної роботи паралельного Y-НЗЗ?
- 2.10. Який рекомендований опір навантаження  $R_n$  для приладу з опором  $R_{вих}$  для ефективної роботи послідовно-паралельного Y-НЗЗ?
- 2.11. Який рекомендований опір навантаження  $R_n$  для приладу з опором  $R_{вих}$  для ефективної роботи послідовно-паралельного a-НЗЗ?
- 2.12. Який вплив НЗЗ на АЧХ, ФЧХ, ПХ?
- 2.13. Який вплив НЗЗ на нелінійні спотворення та внутрішні завади?
- 2.14. Що є чутливість  $S_{z \leftarrow K}$  вхідних і вихідних опорів Z-підсилювача з НЗЗ до зміни K самого підсилювача?
- 2.15. Що є чутливість  $S_{K \leftarrow K}$  коефіцієнта K підсилювача з НЗЗ до зміни K самого підсилювача ?

**3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача** [1.,2, 3, 5, 7, 8, 16]

Основними ввімкненнями ОП є інвертуючий ОП, неінвертуючий ОП, ОП-повторювач, диференційний ОП, а також ОП-перетворювач струму на напругу.

**3.1. Інвертуючий ОП**



**Рис.3.1. Інвертуючий операційний підсилювач**

**а** - звичайний, **б** - з підвищенням  $R_{вх}$

— це основний, базовий вид ввімкнення ОП (**Рис.3.1**) на основі якого будують інші схем з ОП (див. розділ 5). Сигнал подають на інвертуючий вхід і здійснюють паралельний НЗЗ. Для  $Y_{33}$ , з урахуванням дії зовнішнього ЗЗ,

$$K_{інв} = K_1 K_2 / F_{вх}(0),$$

де  $K_1 = R_{вх.д} \parallel R_{33} / (R_1 + R_{вх.д} \parallel R_{33})$ .

Символ  $\parallel$  означає паралельне з'єднання,  $R_{33} = (R_{33} + R_n \parallel R_{вих}) \rightarrow R_{33}$ , а  $K_2 = K_d$  (див. вище, «Параметри ОП»). Фактор НЗЗ при нульовому опорі джерела сигналу

$$F_{вх}(0) = 1 + K_d (R_1 \parallel R_{вх.д}) / (R_{33} + R_1 \parallel R_{вх.д}).$$

Вхідний опір з урахуванням дії ЗЗ

$$R_{вх.інв.} = R_1 + R_{вх.д} \parallel [R_{33} / (1 + K_d)] \rightarrow R_1,$$

тому що у лапках — еквівалентний вхідний опір гілки ЗЗ, який значно менший від опору резистора  $R_{33}$ . Вихідний опір

$$R_{вих.інв} = R_{вих0} / (\infty),$$

де  $R_{вих0} = R_{вих} \parallel R_{33} \rightarrow R_{вих}$ , а  $R_{вих}$  — опір самого ОП, без НЗЗ;  $F(\infty) \gg 1$  - фактор НЗЗ при ненавантаженому виході.

Якщо параметри самого ОП наближаються до ідеальних (що відповідає практиці, тобто  $K_d \rightarrow \infty$ ,  $R_{вх.д} \rightarrow \infty$ ,  $R_{вих} \rightarrow 0$ ), то формули значно спрощуються:

$$K_{інв} = -R_{33} / R_1, \quad R_{вх.інв.} = R_1, \quad R_{вих} \rightarrow 0.$$

Недолік інвертуючого ОП — малий вхідний опір, оскільки збільшення  $R_1$  потребує також збільшення  $R_{33}$ , щоб отримати прийнятне значення  $K_{інв}$ . Проте

### 3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача

високоомний резистор  $R_{33}$  спричинить нестійкість І.ОП через фазовий зсув, зумовлений  $C_{\text{вх.д}}$  (Рис. 1.1, а). Для збільшення  $R_{\text{вх}}$  при прийнятному опорі резистора  $R_{33}$  вмикають додатковий подільник  $R_2 R_3$  (Рис.3.1, б), і тоді

$$R_{33 \text{ экв}} = R_{33} + R_2(1 + R_{33}/R_3) \gg R_{33}.$$

При цьому можна ввімкнути також високоомний резистор  $R_1$  без втрати підсилення та стійкості інвертуючого ОП.

### 3.2. Неінвертуючий ОП

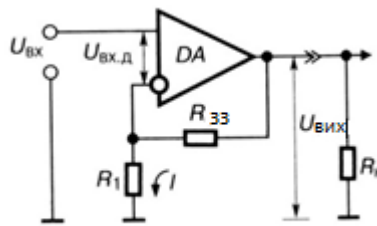


Рис. 3.2. Неінвертуючий операційний підсилювач

— це другий варіант базового ОП (Рис.3.2), на основі якого будують багато пристроїв. Сигнал  $U_{\text{вх}}$  подають на неінвертуючий вхід, а сигнал  $U_{33}$  (як й в інвертуючому ОП) — на інвертуючий вхід через той самий подільник  $R_{33} R_1$ . Останнє забезпечує *негативний знак* 33, але, на відміну від інвертуючого ОП, Н33 введено послідовно із сигналом. Отже, маємо послідовно-паралельний Н33 і тому вхідний опір неінвертуючого ОП набагато більший, ніж у інвертуючого ОП. Коефіцієнт передачі

$$K_{\text{неінв}} = K_1 K_2 / F_{\text{вх}}(0), \text{ де}$$

$$K_1 = R_{\text{вх.д}} / (R_{\text{вх.д}} + R_1 \parallel R_{33}), \quad K_2 = K_{\text{д}},$$

А  $F_{\text{вх}}(0)$  — фактор 33 (див. вище розд. 2.1 - «Інвертуючий ОП»).

Для ідеалізованого неінвертуючого ОП коефіцієнт

$$K_{\text{неінв}} = 1 + R_{33} / R_1,$$

тобто коефіцієнт  $K$  не може бути меншим від одиниці. Вхідний опір

$$R_{\text{вх.неінв}} = [R_{\text{вх0}} F_{\text{вх}}(0)] \parallel R_{\text{вх.сф1}},$$

$$\text{де } R_{\text{вх0}} = R_{\text{вх.д}} + R_1 \parallel R_{33}.$$

Опір  $R_{\text{вх.неінв}}$  становить кілька мегаомів. Для усунення або зменшення зміщення нуля від вхідного струму (див. розд.1.1, п.13) до неінвертуючого входу ОП підключають не показаний на схемі Рис.3.2 резистор з номіналом  $R_3 \approx R_1 \parallel R_{33}$ .

### 3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача

Вихідний опір — малий (десятки омів) завдяки  $h$ -НЗЗ. Вадуюнеінвертуючого ОП є проходження на вихід вхідної *синфазної* напруги  $U_{\text{вх.сф}} \gg U_{\text{вх.д}}$ , яка додається до вихідної напруги і сумісно з нею відіграє також роль корисного сигналу. Тому невідомі точне значення коефіцієнта  $k_{\text{п.с.з}}$  і знак коефіцієнта  $K_{\text{сф}}$ . Все це пояснюється дуже високим вхідним опором Н.ОП.

#### 3.3. Неінвертуючий ОП-повторювач

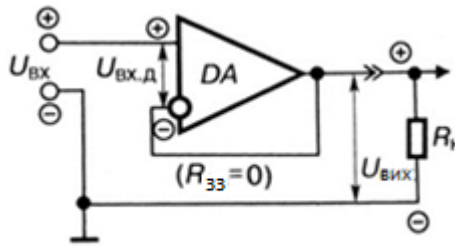


Рис. 3.3. Неінвертуючий операційний підсилювач-повторювач

— різновид ОП (Рис.3.2), але з подачею на вхід не частини, а повного вихідного сигналу ( $R_{33} = 0$ ,  $R1 \rightarrow \infty$ ), як на рис.(Рис.3.3). При цьому

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вих}} + U_{\text{вх.д}}, \text{ де } U_{\text{вх.д}} = U_{\text{вих}} / K_{\text{д}}.$$

Тому коефіцієнт передачі  $K_{\text{нп}} = K_{\text{д}} / (1 + K_{\text{д}})$  практично не залежить від навантаження

Вхідний опір

$$R_{\text{вх.нп}} = [ R_{\text{вх.д}} (1 + K_{\text{д}}) ] \parallel R_{\text{вх.ф1}}$$

дуже великий (багато мегаомів). Вихідний опір дуже малий (частки ома), його визначають виразом для  $R_{\text{вих.інв}}$  інвертуючого ОП, де фактор ЗЗ

$$F_{\text{вих}}^{(\infty)} = [ R_{\text{вх.д}} K_{\text{д}} / ( R_{\text{г}} + R_{\text{вх.д}} ) ] + 1,$$

$R_{\text{г}}$  — внутрішній опір джерела сигналу. Глибокий НЗЗ потребує корекції проти збудження (див. нижче розд. 4.7 «Кола стійкості ОП»). Проте корекція послабленням сигналів ВЧ зменшує також швидкодію ОП.

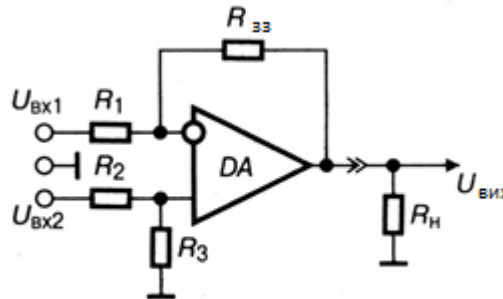
#### 3.4. Перетворювач струму на напругу

дістають з інвертуючого ОП (Рис.3.1,а), в якому  $R1 = 0$ , тобто резистора  $R1$  немає. При цьому струм  $I_{\text{вх}} = I_{33} = -U_{\text{вих}} / R_{33}$ , а  $U_{\text{вих}} = -I_{\text{вх}} R_{33}$ , оскільки при  $K_{\text{д}} \rightarrow \infty$ ,  $R_{\text{вх.д}} \rightarrow \infty$  вся вихідна напруга додана до  $R_{33}$  і вхідний струм ОП відсутній (див.

### 3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача

нижче початок розд. 5). Перетворювач має малі вхідний та вихідний опори та прийнятні частотні властивості.

#### 3.5. Диференційний ОП з низьким вхідним опором



**Рис.3.4. Диференційний операційний підсилювач з низьким вхідним опором** передбачає обов’язкове використання обох входів, поєднує інвертуючий та неінвертуючий ОП (див. вище), причому на відміну від диференційного каскаду (ДК, **Рис.4.1**) він охоплений глибоким зовнішнім НЗЗ (**Рис.3.4**). Для забезпечення однакових коефіцієнтів передачі на обох входах ОП вмикають подільник  $R_2, R_3$ . Якщо  $R_1/R_{зз} = R_2/R_3$ , то диференційний ОП стає нечутливим до зовнішньої синфазної завади, оскільки вона послаблюється в  $k_{п.с.з}$  разів:

$$k_{п.с.п} = (U_{вх.сф}/U_{вих}) (R_{зз}/R_1), \quad i$$

$$U_{вих} = (U_{вх.2} - U_{вх.1}) (R_{зз}/R_1).$$

Тут  $R_{зз}/R_1 \approx K^1$ —коефіцієнт передачі будь-якого із входів диференційного ОП з зовнішнім ЗЗ<sup>1)</sup> ( $R_{зз}$ ). Такий диференційний ОП має низькоомний вхід, оскільки опори резисторів  $R_1 = R_2$  невеликі (див. вище розд.3.1).

#### 3.6. Розрахунки показників основних схем ввімкнення ОП

Отже маємо такі зручні інженерні розрахункові формули для обчислення основних показників ОП. Для ознайомлення з порядками величин у прикладах наведені реальні значення параметрів, у тому числі з табл. 1.1.

##### 3.6.1. Інвертуючий ОП (**Рис.3.1, а**)

$$K_{інв} = -\frac{R_{ОС.екв}}{R_1} = -\frac{5000}{20} = -25, R_{вх.інв} = R_1 = 20\text{кОм}$$

<sup>1)</sup> нагадуємо, що напівжирним шрифтом, виділені параметри ОП із зовнішнім ЗЗ.

### 3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача

$$R_{\text{вх.інв}}^* = R1 \frac{R_{\text{ОСекв}}}{R_{\text{ОС}}}$$

$$R_{\text{ОСекв}}^* = R_{\text{ОС}} + R2 \left(1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R3}\right)$$

$$R_{\text{вих.інв}}^* = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + \frac{K}{K^*}} = \frac{700}{1 + \frac{2000}{25}} = 8,64 \text{ Ом}$$

$$|U_{\text{с.вих}}| = u_{\text{вх.диф}} K^* = u_{\text{вх.диф}} \frac{R_{33}}{R1} = 10 \text{ мВ} \frac{10}{1} = 100 \text{ мВ}$$

$$U_{\text{сф.пом.вих}} = u_{\text{вх.сф}} \frac{K^*}{k_{\text{псз}}} = 10 \text{ мВ} \frac{10}{10000} = 0,01 \text{ мВ}$$

#### 3.6.2. Неінвертуючий ОП (Рис.3.2, але з додатковим $R3$ на вході)

$$K_{\text{неінв}} = \frac{R_{33}}{R1} + 1 = \frac{105}{30} + 1 = 4,5$$

$$R_{\text{вх.неінв}}^* = R3 + R_{\text{вх}} \frac{K}{K^*} = 19,2 \text{ кОм} + 4 \text{ кОм} \frac{2000}{1 + (500/20)} = 326,8 \text{ кОм}$$

$$R_{\text{вих.неінв}}^* = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + \frac{K}{K^*}} = \frac{100}{1 + \frac{5000}{25}} = 0,49 \text{ Ом}$$

#### 3.6.3. Неінвертуючий ОП-повторювач (Рис. 3.3)

$$R_{\text{вх.повт}}^* = KR_{\text{вх}} = 2000 * 4000 = 8 \text{ МОм}$$

$$R_{\text{вих.повт}}^* = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + K} = \frac{700}{1 + 2000} = 0,35 \text{ Ом}$$

#### 3.6.4.. Лінійний алгебраїчний суматор на інвертуючому ОП (Рис.5.1,а)

$$|U_{\text{вих}}| = u_{\text{вх}} \left( \frac{R_{33}}{R1} + \frac{R_{33}}{R2} + \frac{R_{33}}{R3} \right) = 1,5 * 10^{-3} \left( \frac{300}{15} + \frac{300}{30} + \frac{300}{60} \right) = 0,0525 \text{ В}$$

#### 3.6.5. Складний диференційний ОП

— з високим вхідним опором містить два - три ОП, щоб ще більше подавити синфазні завади, і насамперед дрейф нуля. Наприклад такі (Рис.3.5):

### 3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача

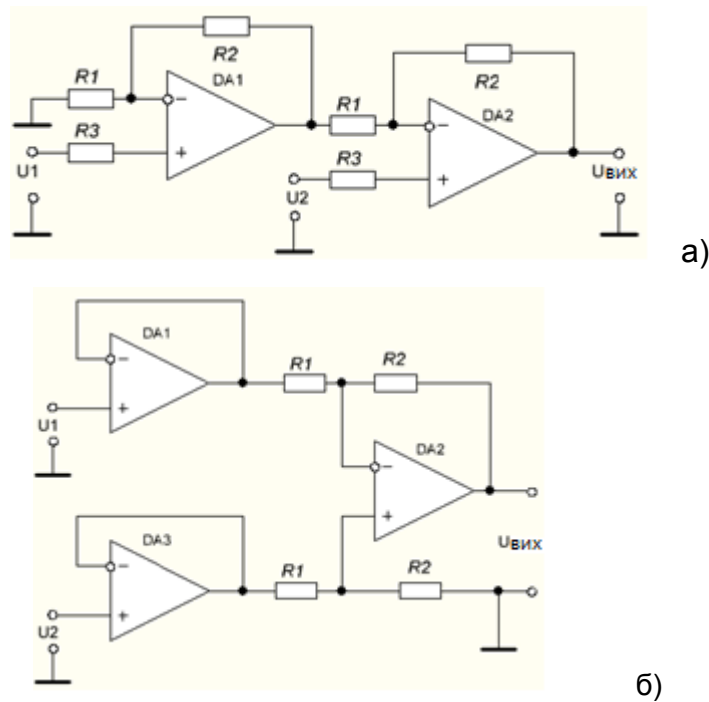


Рис.3.5. Диференційні ОП з високим входним опором

Однакові позначення декількох резисторів свідчать про однакові значення їх номіналів.

Для схеми **3.5, а** напруга

$$U_{\text{вих}} = (U_2 - U_1)(1 + R_2 / R_1).$$

Вхідний опір великий для обох входів, тому що використовуються неінвертуючі ввімкнення ОП.

Для схеми **Рис.3.5, б** напруга

$$U_{\text{вих}} = (U_2 - U_1)(1 + R_2 / R_1)$$

Повторювачі на входах схеми **б** мають дуже великий вхідний опір і тому не вживають струму від джерела сигналу. Подавлення синфазної завади і вихідна напруга відповідно:

$$k_{\text{п.с.п}} = (U_{\text{вх.сф}} / U_{\text{вих}}) R_{33} / R_1,$$

$$U_{\text{вих}} = (U_2 - U_1) R_{33} / R_1$$

— з диференційними входом і виходом. Якщо потрібний високоомний вхід і також симетричний вихід (наприклад, для керування двухтактним каскадом у класі В), то застосовують схему **Рис.3.6**. Кожний ОП дає половину спільного підсилення на диференційному виході.

Вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}(R_2 / R_1 + R_2 / R_1) = 2 U_{\text{вх}} R_2 / R_1$$

### 3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача

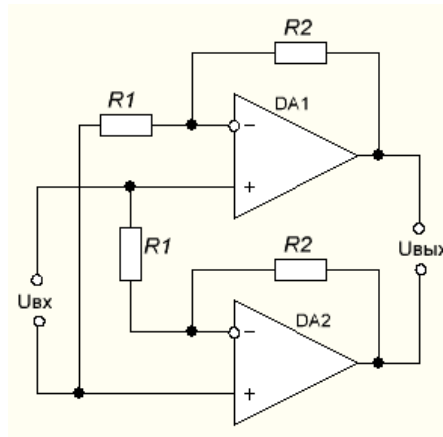


Рис.3.6. Підсилювач з диференційними входом і виходом

#### 3.6.6. Регулювання підсилення ОП

Найпростіший спосіб регулювання підсилення, наприклад, шляхом зміни одного з резисторів  $R1$  або  $R_{33}$  у схемі Рис. 3.1. Але при цьому небажано змінюється режим живлення за постійним струмом, зміна  $R1$  змінює і вхідний опір, а регулювання нелінійне. Для регулювання підсилення при збереженні незмінними вхідних опорів застосовують схем и Рис.3.7 та 3.8.

##### а) Дискретне встановлення $K$

Можливи три значення  $K$  - у залежності від позиції перемикача **Р (ис.3.7)** :

1.  $K1 = (R1 + R4 + R6) / R1$ ;
2.  $K2 = (R1 + R4 + R6) / (R1 + R4)$ ;
3.  $K3 = (R1 + R4 + R6) / (R1 + R4 + R6) = 1$ .

Резистори  $R2$ ,  $R5$ ,  $R7$  призначені саме для вирівнювання вхідних опорів

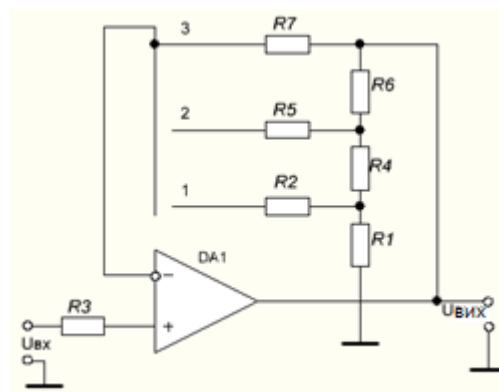


Рис. 3.7. Дискретне встановлення  $K$

##### б) Регулювання $K$ зміною глибини $33$

На Рис.3.8 показано схему змінення коефіцієнта передачі шляхом зміни глибини зворотнього зв'язку. Однакові позначення декількох резисторів свідчать про однакові значення їх номіналів.

### 3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача

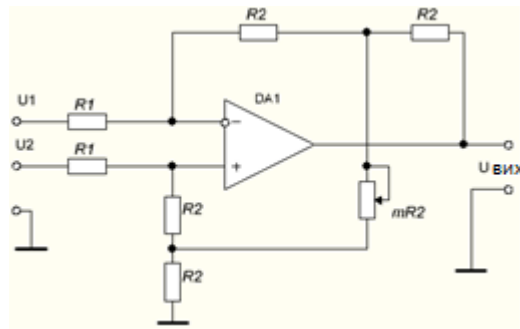


Рис.3.8.Регулювання  $K$  зміною глибини ЗЗ

При незмінному *негативному* ЗЗ (верхні резистори  $R2$ ) потенціометром  $m R2$  змінюють глибину позитивного ЗЗ на неінвертуючому вході ОП. При цьому подавлення синфазної завади та перелічене до входу зміщення постійного рівня залишаються незмінними.

Вихідний рівень

$$U_{\text{вих}} = 2 R2 (U2 - U1) (1 + 1/m) / R1$$

де  $m$  — відносне переміщення двигунка потенціометра  $m R2$ .

#### в) Регулювання $K$ у низькоомному колі ОП

На **Рис.3.9** показано схему змінення коефіцієнта передачі шляхом зміни не вхідного, а *вихідного* сигналу, що надходить у петлю НЗЗ. Перевага схеми у тому, що змінний резистор  $R3$  ввімкнений у *вихідне низькоомне* коло ОП, а це забезпечує малу чутливість до шуму та наведенням. Вихідний рівень

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}} R2 / (m R1).$$

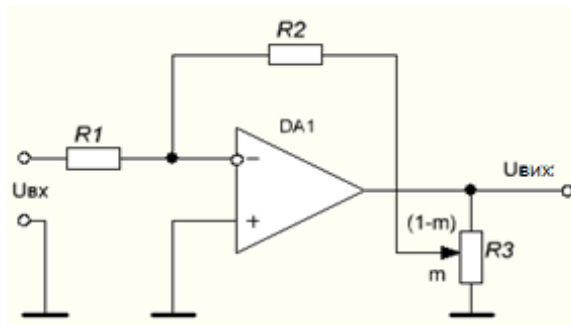


Рис. 3.9. Регулювання  $K$  у низькоомному колі

### 3.7. Контрольні питання для самоперевірки

3.1. Які кола схеми **Рис.3.1** покращують показники інвертуючого ОП ?

3.2. Які кола схеми **Рис.3.2** покращують показники неінвертуючого ОП ?

3.3. Як і чому відрізняються значення вхідних опорів інвертуючого і неінвертуючого

### 3. Основні схеми ввімкнення операційного підсилювача

ОП?

- 3.4. У чому головна вада інвертуючого ОП і як її запобігти ?
- 3.5. Що усуває компенсувальний резистор на неінвертуючому вході інвертуючого ОП ?
- 3.6. Чому вхідний сигнал прикладений до резистора  $R_1$ , а вихідний – до  $R_{33}$  ?
- 3.7. Які недоліки регулювання підсилення ОП зміненням значень  $R_1$ ,  $R_{33}$  ?
- 2.8. Що таке  $K$  і чим цей показник ОП відрізняється від  $K_d$  ?
- 3.9. Чому дорівнює коефіцієнт передачі  $K$  підсилювача на ОП при його інвертуючому ввімкненні із зовнішнім колом зворотного зв'язку:  $R_1 = 10$  кОм,  $R_{33} = 20$  кОм ?
- 3.10. Чому дорівнює коефіцієнт передачі  $K$  підсилювача на ОП при його неінвертуючому ввімкненні із зовнішнім колом зворотного зв'язку:  $R_1 = 10$  кОм,  $R_{33} = 20$  кОм ?
- 3.11. Чому дорівнює вхідний опір  $R_{вх}$  підсилювача на ОП при його інвертуючому включенні із зовнішнім колом зворотного зв'язку:  $R_1 = 10$  кОм,  $R_{33} = 20$  кОм
- 3.12. Чому схема **Рис.3.3** зветься *повторювачем* ?
- 3.13. Як розрахувати резистор  $R_3$  у схемі **Рис. 3.4** та навіщо його включають ?
- 3.14. Для чого застосовують подвійні диференційні ОП **Рис. 3.5** ?
- 3.15. У яких пристроях використовують підсилювачі з диференційними входом і виходом ?
- 3.16. Яка проблема виникає при регулюванні підсилення в ОП ?
- 3.17. Які способи регулювання прийнятні в ОП ?
- 3.18. Як можна здійснити дискретне встановлення  $K$  ?
- 3.19.. Як можна здійснити регулювання  $K$  зміною глибини зворотного зв'язку ?
- 3.20. Як здійснити регулювання  $K$  у низькоомному колі ОП ?
- 3.21. Якому виду зовнішнього зворотного зв'язку відповідає інвертуюче включення операційного підсилювача (ОП) ?
- 3.22. Якому виду зовнішнього зворотного зв'язку відповідає неінвертуюче включення операційного підсилювача (ОП) ?
- 3.23. Якому виду зовнішнього зворотного зв'язку відповідає неінвертуюче включення операційного підсилювача ОП -повторювача ?

## 4. «Начинка» операційного підсилювача [5,7,12]

## 4.1. Типова структура ОП показана в Табл. 4.1.

ОП містить два диференційні каскади (ДК) на вході ( **Рис.4.1** ) з неодмінними генераторами стабільного струму (ГСС **(Рис.4.3)** ) див. і

Таблиця 4.1. Внутрішній склад каскадів ОП

Вхідний ДК (рис.7) з сим. вих.	Другий ДК з несим. вих.	КЗР (рис.10 -13)	Передкінцеві ППС	Вихідний каскад	Вихід →
ГСС (рис.9)	ГСС (рис.9)	← ДЖ →	←Внутр. ЗЗ→	← ДЖ →	Захист від КЗ

Далі - каскади зниження рівня (КЗР), що на **Рис.4.4 -4.7**, потім передкінцеві каскади підсилювачів постійного струму (ППС) і потужний двотактний вихідний каскад (напр., **Рис. 4.8,а**), Крім того ОП має додаткові кола внутрішніх негативних ЗЗ, кола корекції стійкості та двополярне джерело живлення (ДЖ). Перехід від симетричних протифазних до несиметричних однофазних кіл і сигналів здійснюють у другому каскаді ДК. Цей перехід передбачено для зручності вмикання зовнішніх кіл ЗЗ та передавання обробленого сигналу до виконавчого приладу користувачеві. У внутрішній схемотехніці ОП широко використовують ГСС (див. нижче розд.4.3), інакше «Струмове дзеркало» — термін США) як необхідний компонент подавлення синфазної завади і тим самим підвищення потенційної заводостійкості пристроїв. ГСС є також колом зв'язку і динамічного навантаження каскадів, для збільшення підсилення, корекції АЧХ тощо. Передбачені також кола захисту ОП від КЗ (**Рис.4.8,б**)

## 4.2. Каскад диференційний (різницевий) ДК

— паралельно-балансне електронне коло з двома входами, призначене для підсилення сигналу, пропорційного різниці потенціалів входів — двополярної диференційній вхідній напрузі. Містить два ідентичні транзистори, однакові елементи зв'язку  $R_1$  і  $R_2$  у колекторних колах і резистор  $R_E$  або генератор стабільного струму (ГСС) в емітерному колі (**Рис.4.1,а**).

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

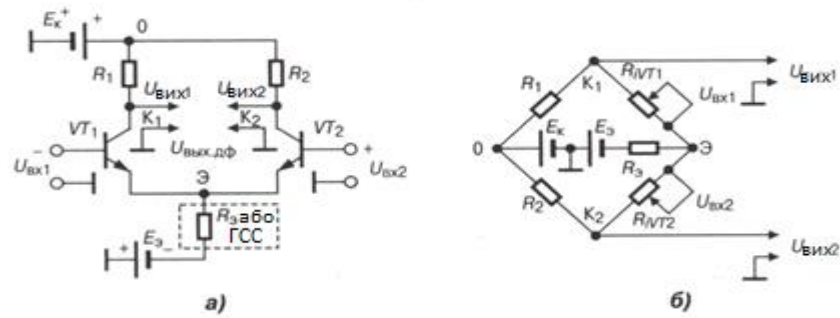


Рис. 4.1. Диференційний каскад

Для подавлення синфазної завади, що діє на плечі ДК, використовують принцип збалансованого моста. Резистори  $R_1$ ,  $R_2$  та внутрішні опори  $R_j$  транзисторів  $VT_1$ ,  $VT_2$  утворюють плечі моста (Рис.4.1,б). До однієї його діагоналі «0 -E» підмикають біполярне ДЖ  $E_K/E_E$ , а з іншої (колектори «K1-K2») — знімають вихідну напругу, симетричну відносно спільного проводу.

Однакова за знаком та одночасна зміна струмів плечей (синфазна завада) не розбалансовує міст, і вихідної напруги немає. Для диференційного вхідного сигналу

$$U_{\text{вх.дф}} = (U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}})$$

міст повністю розбалансований (миттєві струми плечей протифазні); на виході, між колекторами транзисторів, з'являється різницевий сигнал. У колі резистора  $R_E$  проходить постійний за рівнем струм

$$I_E = (I_{K1} + \Delta I) + (I_{K2} - \Delta I) = 2I_K,$$

оскільки прирости  $\Delta I$  струмів плечей мають протилежний знак, внаслідок чого резистор  $R_E$  у даному випадку не є елементом НЗЗ Z-типу (яким він є для синфазного сигналу) і тому підсилення диференційного сигналу не зменшується. Біполярне ДЖ створює відносно корпусу нульову напругу спокою баз, завдяки чому в підсилювачі змінного струму не потрібні роздільні конденсатори. Напруга між колекторами ДК

$$U_{\text{вих.дф}} = \pm(K_2 + K_1)(U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}})$$

є пропорційною різниці вхідних напруг,

$$K_1 = (1 - K_E) S R_H, \quad K_2 = S R_H K_E,$$

де  $K_E = 1 / (2 + h_{11B} / R_E)$  — коефіцієнт передачі емітерного кола,  $R_H$  — навантажувальний опір плеча,  $h_{11B}$  — вхідний опір БТ. Точне віднімання напруг здійснюється при  $h_{11B} / R_E \rightarrow 0$ , коли  $R_E \rightarrow \infty$ : змінні струми емітерів однакові;

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

кожна з вхідних напруг діє на вихідний струм одного транзистора однаково, але по черзі й у протифазі з вхідною напругою іншого плеча. Проте з міркувань нормального живлення транзистора неможливо ввімкнути резистор з опором постійному струму  $R_E \rightarrow \infty$ , оскільки транзистор відокремиться від ДЖ. Тому замість резистора  $R_E \rightarrow \infty$  вмикають ГСС (**Рис.4.3**) з великим опором змінному та малим опором постійному струмам.

На практиці доцільно мати несиметричний вихід ДК від одного з колекторів (стоків), знімаючи, напр., напругу

$$U_{\text{вих2}} = K_2(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) + (K_2 - K_1)U_{\text{вх2}} = K_2(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) + (\Delta K)U_{\text{вх2}},$$

де перший доданок — корисний ефект підсилення, другий — синфазна завада,  $K_2$  — коефіцієнт передачі диференційного сигналу, а  $|K_2 - K_1|$  — синфазної завади. Відношення  $K_2/|K_2 - K_1|$  є важливим параметром ДК, це коефіцієнт подавлення синфазної завади:

$$k_{\text{псз}} = K_2 / |K_2 - K_1| = K_2 / \Delta K = R_E / h_{11\text{Б}}.$$

Великий опір резистора  $R_E$  або ГСС дуже корисний також для подавлення синфазної завади: він створює глибокий послідовний негативний ЗЗ Z-типу лише для завади і не порушує режиму плечей ДК. Вхідний опір ДК для синфазної завади визначають між з'єднаними базами та корпусом (виходи транзисторів ввімкнені паралельно), і згідно з формулами для повторювача

$$R_{\text{вх.сф}} = (r_k/2) \parallel (1 + h_{21}) R_E,$$

де  $r_k$ ,  $h_{21}$  — опір колекторного переходу і коефіцієнт передачі струму БТ у схем зі СЕ. Вхідний опір ДК для двофазного сигналу (між базами транзисторів)

$$R_{\text{вх.дф}} = 2h_{11}.$$

До параметрів ДК відносять також вхідні струми, властиві також й ОП, вхід якого завжди містить ДК для забезпечення потенційної завадостійкості ОП.

#### 4. 3. Генератор малої стабільної напруги (ГМСН)

— стабілізоване джерело живлення вузлів ІС, двополюсник, напруга на якому  $E_{\text{СТ}}$  майже не залежить від струму (напр., діод або прямозміщений емітерний перехід БТ з логарифмічною ВАХ). Для збільшення  $E_{\text{СТ}}$  транзистори в діодному вмиканні з'єднують послідовно (**Рис. 4.2, а**), так що  $E_{\text{СТ}} = E_{\text{БЕ1}} + E_{\text{БЕ2}}$ ; резистор  $R$  шунтує вхід  $VT2$ , зсуває робочу точку емітерного переходу  $VT1$  праворуч, і тим знижує вихідний динамічний опір, наближаючи ГМСН до ідеального генератора напруги.

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

Температурний коефіцієнт напруги для ГСМН негативний: при зростанні тепла напруга  $E_{ст}$  зменшується.

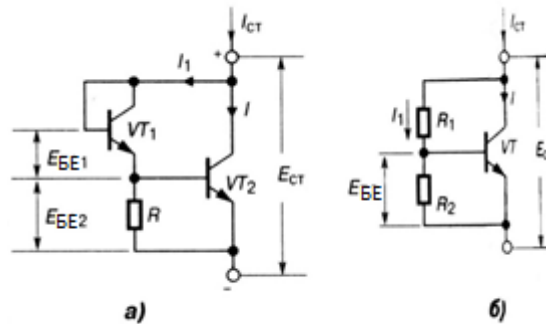


Рис. 4.2. Генератори малої стабільної напруги (ГСМН)

Для регулювання  $E_{ст}$  паралельно з'єднують подільник  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_{вх}$  БТ (рис. 4.2, б). Струм  $I$  задає ГСС (на рис. не показан), тому  $E_{БЕ}$  і струм  $I_1$  через резистор  $R_2$  стабільні; напруга  $E_{ст} = E_{БЕ}(1 + R_1/R_2)$ . Динамічний вихідний опір  $R_{вих} = \Delta U/\Delta I = (R_1 + R_2)/(S R_2)$ .

**4.4. Генератор стабільного струму (ГСС), Струмове дзеркало, Віддзеркалювач струму** — один з найважливіших пристроїв у складі ОП, струм однієї, опорної вітки кола якого точно відтворюється в іншій навіть при зміні значень параметрів останньої. Підтримує незмінним вихідний струм у широкому інтервалі температур і при зміні напруги ДЖ. Вимоги до ГСС — високий внутрішній опір  $R_{вих}$  і мінімальне відхилення вихідного струму  $I$  від опорного  $I_1$  (Рис.4.3). Це можливо в ІМС з малим розкидом номіналів однотипних елементів, їх однаковим тепловим режимом на спільній основі. Розрізняють ГСС двох видів: 1) джерела струму та 2) струмовідводи. *Джерела струму* створюють на  $p-n-p$  БТ або на  $p$ -канальних ПТ; транзистор підмикають до «плюса» ДЖ, а елемент зв'язку (навантаження) — до «мінуса»; їх застосовують рідко. *Струмовідводи* компонують на  $n-p-n$  БТ або на  $n$ -канальних ПТ. Транзистор підмикають до «мінуса» джерела живлення ДЖ, а елемент зв'язку — до «плюса». Струмовідводи мають кращі показники завдяки кращим параметрам  $n-p-n$  БТ і  $n$ -канальних ПТ, тому саме їх переважно формують в ІС. Для забезпечення високого значення  $R_{вих}$  ГСС підмикають до елемента зв'язку (тобто до навантаження) завжди колектором / стоком.

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

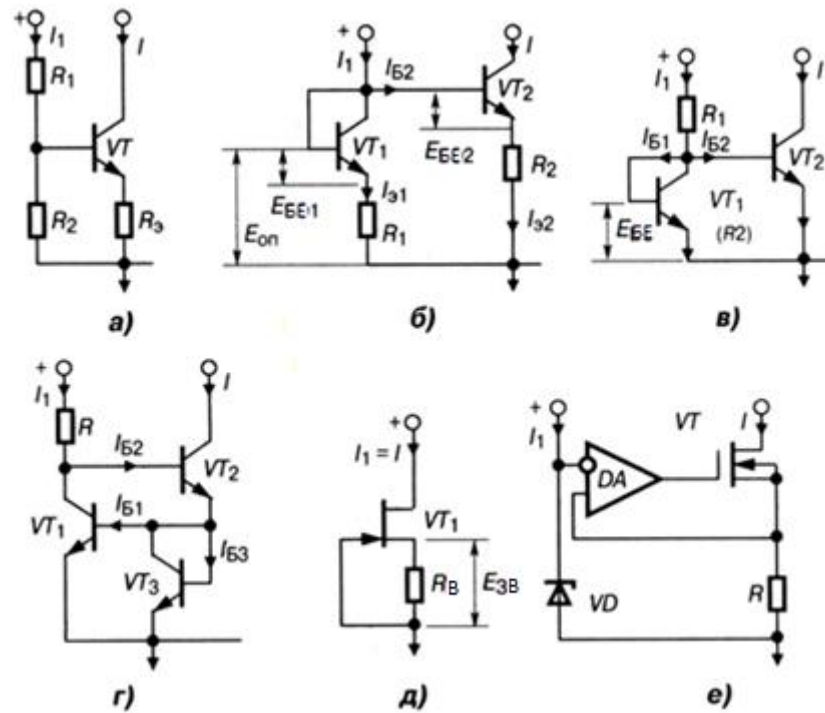


Рис. 4.3. Генератори стабільного струму ГСС

Найпростіший ГСС з подільником  $R_1 R_2$  (Рис.4.3,а), як і решта, — це БТ зі СБ, тому що керувальний (вхідний) струм входить в емітер. Цей ГСС має невеликий внутрішній опір навіть при  $R_E \rightarrow \infty$  завдяки внутрішньому ЗЗ ( $h_{12Б}$ ). Тому застосовують ГСС з резисторним зміщенням на двох БТ (Рис.4.3,б). Принцип його дії такий: опорна напруга

$$E_{оп} = E_{BE1} + I_{E1} R_1 = E_{BE2} + I_{E2} R_2.$$

Нехтуючи малим струмом  $I_{Б2}$ , маємо  $I_{E1} = I_1$ ,  $I_{E2} = I_2$ . Якщо  $R_1 = R_2$ , а транзистори  $VT_1$ ,  $VT_2$  ідентичні, то  $I = I_1$ , тобто вихідний керований струм у навантаженні ГСС повторює, або (як неточно називають у США) *віддзеркалює* опорний, стабільний струм  $I_1$  (звідси й назва). Відношення струму ГСС до опорного  $I/I_1 = R_1/R_2$  можна варіювати у десятки разів з точністю до 10 %. Динамічний вихідний опір

$$R_{вих} = (h_{11Б} + R_2)/(h_{22Б} R_2 + D_Б),$$

де доданок  $D_Б = h_{11Б} h_{22Б} - h_{12Б} h_{21Б}$ , причому  $R_{вих} > 1$  МОм для типової ІС.

ГСС з діодним зміщенням на двох (Рис.4.3,в) та трьох (Рис.4.3,г) транзисторах мають підвищену термостабільність. Принцип стабілізації у схемі на рис. Рис.4.3,в такий. Напруга  $E_{BE}$  транзистора  $VT_1$  стабілізує БТ  $VT_2$ . Динамічний вихідний опір схеми на Рис.4.3,в  $R_{вих} = 1/(2h_{22Б} + h_{12Б}/h_{11Б}) < 1$  Мом завдяки відсутності резисторів у колах емітера та бази, проте термостабільність вища, ніж у схеми на.

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

**Рис.4.3,а**, і досягає 5 %. У ГСС на **Рис.4.3,а** опорний струм  $I_1$  стабілізовано глибоким НЗЗ, що збільшує  $R_{\text{вих}}$ : струм  $I_{\text{Б2}}$  спочатку віднімається від опорного струму  $I_1$ , потім знову входить у базу опорного VT1. Відношення

$$\|I_1 = (I + I_{\text{Б1}} - 2I_{\text{Б2}} + I_{\text{Б3}})/I_1 < 0,5 \%$$

при  $h_{21} > 100$  і розкиді параметрів елементів до 20 %.

Простота *двополюсного ГСС на ПТ* (**Рис.4.3,б**) — перевага перед ГСС на БТ (рис. **Рис.4.3, б-г**). Напруга  $E_{3\text{В}} = E_{\text{Рв}}$  зростає (напр., при випадковому збільшенні струму витоку), стає більш негативною, прикладається «мінусом» до затвору і прикриває  $n$ -канальний ПТ. Генератори стабільного струму можуть створюватися ДНПтакож на двополюсниках — МДНПТ, з індукованим або вбудованим каналами.

*Недвополюсний ГСС на ПТ* із збідненим каналом та ОП DA (**Рис.4.3,е**) стабілізує струм ПТ і робочій струм  $I$ : на неінвертуючому вході ОП DA діє напруга, що знімається з резистора  $R$ , а на інвертуючому — та, яка прикладається до стабілітрона  $VD$ .

Гранично можливий динамічний вихідний опір струмовідводу забезпечують не показані на рисунках багатоярусні схеми ГСС з повною нейтралізацією внутрішнього ЗЗ ( $h_{12\text{Б}}$ ), які є каскадами ГСС з діодним зміщенням (як на **Рис.4.3,е**): петля НЗЗ охоплює всі транзистори, опір  $R_{\text{вих}} = 1/h_{22\text{Б}}$ . Прилади з великою площею емітерів інтегрованого виконання зменшують також значення й параметра  $h_{22\text{Б}}$ . Ці ГСС послабляють синфазні завади та небажані вхідні струми зміщення ОП

#### 4.5. Каскад зниження рівня (КЗР)

— невід’ємна частина внутрішньої структури ОП (розд. 4.1), яка дає змогу запобігти застосуванню роздільних конденсаторів в ІС і забезпечує у підсилювачі постійного струму (ППС) нульовий потенціал виходу ОП під час проходження змінним вхідним сигналом нульового рівня.

*КЗР на транзисторах різної структури* змінює постійний потенціал униз з одночасним підсилюванням змінного сигналу. Напр., складений транзистор — парадоксна пара  $VT1VT2$  структури  $p-n-p$  (**Рис.4.4**) знижує рівень напруги  $E_{\text{Вх1}}$  на значення  $E_{\text{Бк1}} + E_{\text{БЕ2}}$ . У КЗР, що подано на **Рис.4.4**, зниження рівня на суттєве значення  $E_{3\text{С}} > E_{3\text{В}}$  досягають двома ПТ з каналами різної провідності; в результаті вихідний потенціал  $E_{\text{Вих}} = E_{\text{Вх.2}} - E_{3\text{С}}$ .

В ІС не вдається сформувавши  $p-n-p$  БТ з прийнятними параметрами, тому часто застосовують *КЗР з БТ однієї (тільки  $n-p-n$ ) структури*.

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

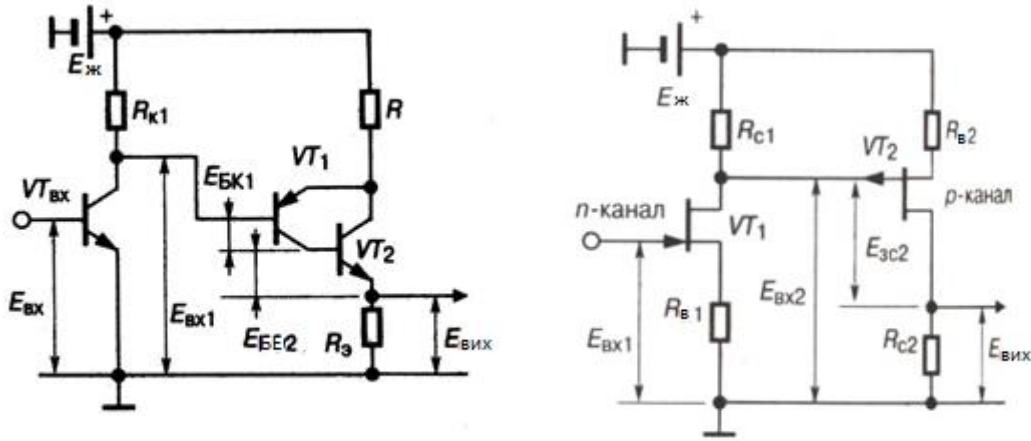


Рис. 4.4 - 4.5. Каскади зніження рівня в ОП на двох транзисторах

Обидва варіанти – повторювачі з резисторними подільниками напруги у емитерах і різними опорами елементів постійному і сигнальному струмам — резистори, ГСС, стабілітрони, діоди. Постійний потенціал знижують елементи верхнього плеча подільника, з більшим опором, або нижнього плеча, але з малим опором постійному струму. Для **Рис.4.6**

$$E_{\text{вих}} = R_2(E_{\text{вх}} - E_{\text{БЕ}}) / (R_1 + R_2) \approx E_{\text{вх}} k_{\text{пд}},$$

де  $k_{\text{пд}} < 1$  як для постійної складової, так і, нажаль, для змінного сигналу, що є вадою цього КЗР. Проте, якщо замість резистора  $R_2$  ввімкнути ГСС (ст.19.7), то

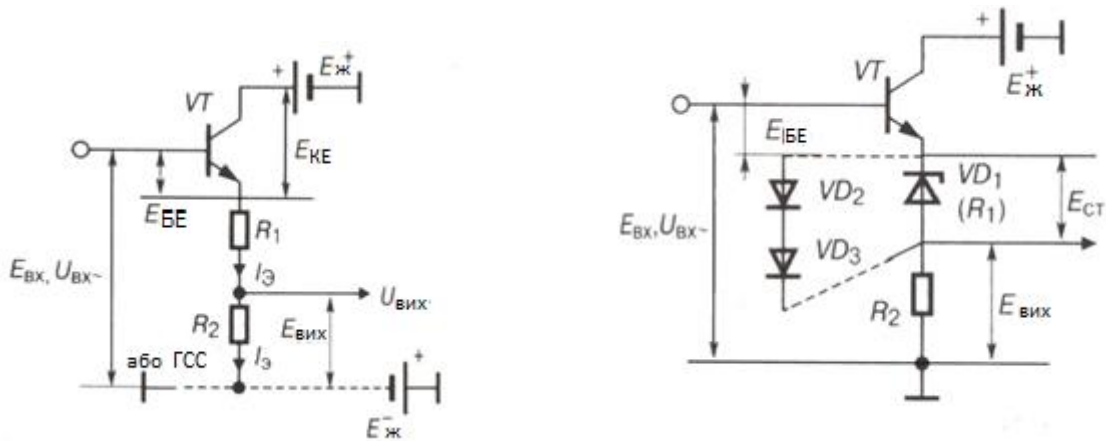


Рис. 4.6 – 4.7. Каскади зніження рівня в ОП на одному транзисторі

рівень  $E_{\text{вих}}$  знизиться, а сигнал не зменшиться:  $E_{\text{вих}} = E_{\text{вх}} - E_{\text{БЕ}} - I_{\text{Е}} R_1$ . Внутрішній опір ГСС змінному струму великий, тому й опір резистора  $R_1$  сумірний (одного порядку) з ним, що значно знижує рівень  $E_{\text{вх}}$ . Однак коефіцієнт передачі сигналу близький до 1. Вада КЗР з ГСС — високий вихідний опір, який обмежує діапазон

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

частот зверху і заважає роботі КЗР на ємнісне навантаження. Тому після КЗР вмикають резисторний повторювач з малим опором  $R_{\text{вих}}$ .

З метою здобуття не тільки низького, а й нульового вихідного потенціалу (при відсутності сигналу) застосовують симетричне біполярне ДЖ (Рис.4.6). Рівень

$$E_{\text{вих}} = 0 \text{ при } |-E_{\text{п}}| = |+E_{\text{п}}|,$$

якщо

$$|E_{R2}| = |-E_{\text{ж}}|, \quad \text{а} \quad |E_{R1+E_{\text{ке}}}| = |+E_{\text{ж}}|.$$

Також, якщо замість резистора  $R1$  на Рис.4.6 увімкнути стабілітрон  $VD1$  (Рис.4.7), то рівень різко знизиться:  $E_{\text{вих}} = E_{\text{вх}} - E_{\text{БЕ}} - E_{\text{ст}}$ , а напруга сигналу не зменшиться завдяки малому динамічному опору  $VD1$  порівняно з  $R1$ . Стабілітрони зменшують постійний рівень на одиниці — десятки вольтів, але дають обмежений набір напруг і підвищений рівень шуму. Тому для підсилення слабких сигналів у схемі на Рис.4.7 замість резистора  $R1$  вмикають один або послідовний ланцюжок відкритих прямозміщених діодів  $VD2VD3$ . Оскільки їх опір малий, повторювач навантажений за змінним струмом лише на резистор  $R2$ , а потенціал на кожному  $p-n$  переході знижується на 0,5 В, тобто  $E_{\text{вих}} = E_{\text{вх}} - (N+1)E_{\text{БЕ}}$ , де  $N$  — кількість діодів. Ваду цього варіанта КЗР (температурну залежність напруги  $E_{\text{БЕ}}$ ) усуває КЗР, показаний на Рис.4.6, але з ГСС замість резистора  $R2$ .

Схеми КЗР на польових транзисторах подібні до розглянутих на Рис.4.6 – 4.7 варіантам з біполярними транзисторами.

#### 4.6. Двотактний вихідний каскад (ДВК)

Плечі безтрансформаторного ДВК з двома симетричними ДЖ виконано за схемою зі СК (Рис.4.8). Щоб вихідні плечі ДВК мали кращу симетрію і менші нелінійні спотворення (НСп), об'єднують плечі на БТ  $VT2$  з однаковою структурою провідності: це на Рис.4.8 схеми а, г — пари Дарлінгтона, або схеми б, в — парадоксні пари. Такі каскади не містять конденсаторів у емітерах, тому не вносять спаду АЧХ і фазового зсуву на НЧ, не створюють сколювання вершини імпульсів.

Вихідні каскади операційних підсилювачів (Рис.4.9) найчастіше будують за схемою з паралельним керуванням синфазним сигналом, оскільки при цьому для збудження не потрібний парафазний каскад. Режим АВ вихідних БТ  $VT4, VT5$  задають генератором малої стабільної напруги (ГМЧН) на діодах  $VD1, VD2$ , через які проходить струм транзистора  $VT1$  від ГСС  $I_r$ .

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

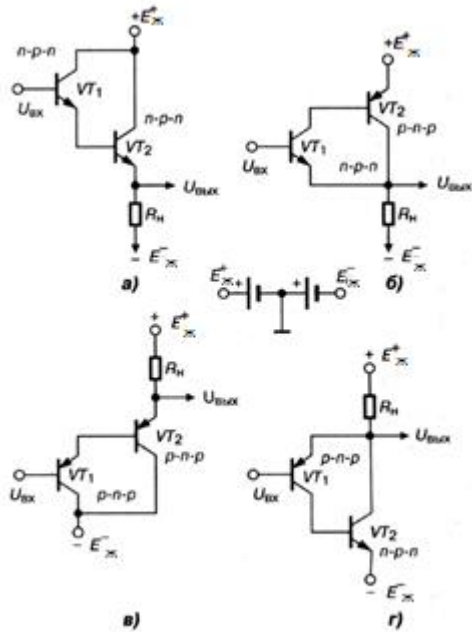


Рис.4.8. Плечі двотактних вихідних каскадів

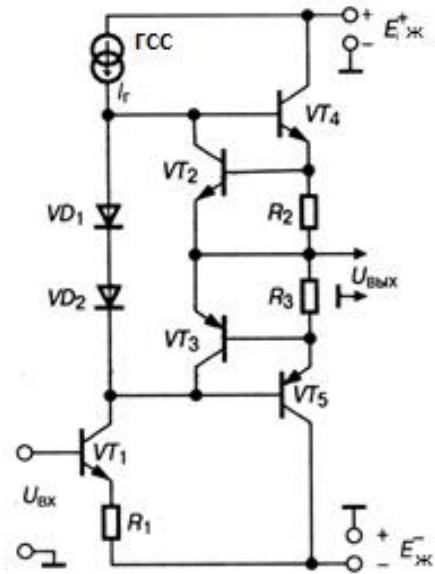


Рис.4.9. Вихідний каскад ОП

Замість діодного можливі інші види ГМЧН (розд.4.3). Захист виходу ОП від КЗ (Рис.4.9) складають з кіл  $VT_2 R_2 VT_3 R_3$ : у той півперіод, коли струм навантаження проходить, напр., через транзистор  $VT_4$  і з будь-яких причин зростає, напруга на резисторі  $R_2$  відкриває БТ  $VT_2$ ; його внутрішній малий опір шунтує вхід БТ  $VT_4$ , що припиняє далі зростання струму та перегрів цього транзистора, тобто відкритий БТ  $VT_2$  бере на себе надмірний струм КЗ. У другий півперіод аналогічно діють елементи  $VT_3 R_3 VT_5$ . В ОП резистори  $R_2, R_3$  мають опори 20...50 Ом.

Вихідні каскади потужних ОП виконують іноді на складених транзисторах, для зменшення струму спокою транзистора  $VT_1$ ; застосовують також повторювачі на польових транзисторах з протилежною провідністю каналів і біполярним джерелом живлення.

#### 4.7. Кола стійкості операційного підсилювача

При мільйонному значенні коефіцієнта підсилення ОП ці кола набувають найважливішого значення при застосуванні зовнішніх компонентів зворотних зв'язків.

Стійкість ОП— це віддаленість ОП від самозбудження (генерації) в діапазоні частот при всіх можливих рівнях сигналу, шумів, завад, допустимих коливаннях температур і напруг ДЖ, найважливіша умова роботоздатності пристрою на ОП. З відомих критеріїв стійкості алгебраїчні є малопритатними: немає точних значень

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

параметрів ОП і кіл ЗЗ, важко обчислити корені знаменника передаточної функції  $K(j\omega)$ . Тому для цих оцінок застосовують діаграми Бодє (Рис.4.10). Позначки фази на цьому рисунку умовно вказують, які фазові зсуви відповідають ділянкам ФЧХ, що формуються окремими каскадами ОП. Загальноживаним є частотний критерій Бодє, який чітко вказує, як саме зробити ОП стійким: для цього треба, щоб модуль фазового зсуву петльового підсилення  $K\beta_{12}$  був меншим від  $\pi$  на частоті проходження сигналу.

Частота проходження сигналу при замкненій петлі ЗЗ — критична частота  $\omega_{кр}$ , на якій петльове підсилення  $(\beta K_d)_{кр} = 1$  (0 дБ) (Рис. 4.10), тобто коефіцієнт  $K_d$  ОП має дорівнювати оберненому значенню коефіцієнта передачі  $\beta$  кола ЗЗ, а саме:

$$K_d(\omega_{кр})_B = K(\omega_{кр}) = 1/\beta(\omega_{кр}).$$

Отже, точка  $B$  перетину діаграми Бодє (Рис. 4.10) та лінії  $1/\beta$  дає шукану координату  $\omega_{кр}$ .

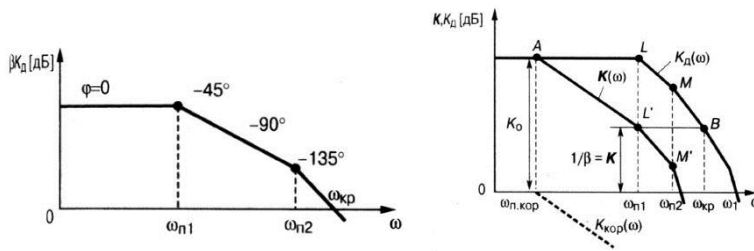


Рис. 4.10. Діаграми Бодє для ОП

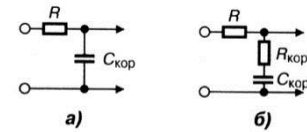


Рис. 4.11. Кола стійкості ОП

Простий логарифмічний критерій Бодє стійкості ОП: якщо горизонтальна пряма на рівні  $1/\beta=K_d$  (Рис 4.10) перетинає діаграму Бодє  $K_d(\omega)$  на ділянці її одиничної крутості 6 дБ/окт, то ОП стійкий, а якщо перетин на ділянці 12...18 дБ/окт і більше, то ОП нестійкий. При великих значеннях  $R_{вх,д}$ , и  $K_d$ , та малому опорі джерела  $R_r$  — коефіцієнт прямої передачі сигналу з нулевою і низькою частотою

$$K_0 \approx (R_{ЗЗ} + R_1) / R_1,$$

а коефіцієнт зворотної передачі через коло НЗЗ

$$\beta \approx R_1 / (R_{ЗЗ} + R_1),$$

тобто  $K_0 \approx 1/\beta$ . Таким чином на критичній частоті  $K_d(\omega_{кр}) \approx K_0$ : коеф. передачі власне ОП (без кола ЗЗ) дорівнює заданому низькочастотному коефіцієнту підсилення з колом НЗЗ.

Для забезпечення стійкості такого ОП необхідно зменшувати запізнення за фазою, тобто коригувати заздалегідь передаточну функцію — АЧХ, ФЧХ самого ОП без зовнішніх кіл. Критерій Бодє взагалі встановлює, що початковий фазовий

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

зсув  $\pi$  на низьких і середніх частотах дає саме коло ЗЗ, підімкнене до інвертуючого входу ОП, а додатковий (внаслідок інерційності ОП на ВЧ і паразитних ємностей кола  $\beta$ ) — частотно-залежна складова  $\varphi_{\text{ч}} = \varphi_{\text{К}} - \varphi_{1/\beta}$ , тобто  $\varphi_{\text{ч}}$  є різницею нахилів до осі частот асимптотичних діаграм Бодє для  $K_{\text{д}}(\omega_{\text{кр}})$  і  $1/\beta(\omega_{\text{кр}})$ . При незалежності кола  $\beta$  від частоти зсув  $\varphi_{1/\beta} = 0$ , графік функції  $1/\beta(\omega)$  — горизонтальна пряма,  $\varphi_{\text{ч}} = \varphi_{\text{К}}$  і весь фазовий зсув залежить лише від двох ДК всередині ОП з частотами зрізу АЧХ (полюсів)  $\omega_{\text{п1}}$ ,  $\omega_{\text{п2}}$ . *Запас стійкості*  $\varphi_{\text{зап}} = \pi - \varphi_{\text{ч}}$  позитивного знака є гарантованим показником стійкого ОП, а негативного — показником схильного до збудження ОП. Для зменшення часу встановлення та амплітуди викидів вихідного імпульсу бажаний запас має становити від  $\pi/3$  до  $\pi/4$ . Існують нормовані графіки відносного викиду  $\delta\%$  від  $\varphi_{\text{зап}}$ , з якими користувач порівнює осцилограми проходження прямокутних імпульсів через ОП. Для допустимого «дзвону» (викиду)  $\delta\% < 5\%$  потрібний запас фази  $\varphi_{\text{зап}} > 65^\circ$ .

**Фазочастотна корекція** ОП — забезпечення стійкого підсилення ОП з колом НЗЗ зменшенням запізнєння фази сигналу в кожному ДК. Суть — штучне створення крутості спаду 6 дБ/окт (20 дБ/дек) АЧХ ОП в усьому діапазоні частот при роботі ОП з малим підсиленням, тобто з глибоким НЗЗ. Це умова, що впливає з простого логарифмічного критерію Бодє (див. вище).

*Найпростіша корекція з запізнєнням* — шунтування певної сигнальної точки ДК всередині ОП невеликою ємністю  $C_{\text{кор}}$ , що еквівалентно вмиканню ФНЧ на шляху проходження сигналу (**Рис.4.11,а**). Передаточна функція  $K_{\text{кор}}(\omega)$  містить один полюс з частотою  $\omega_{\text{п.кор}} = 1/(RC_{\text{кор}})$  (**Рис.4.10**, штрихова лінія) і забезпечує потрібне фазове запізнєння. Графік  $ALM$  — це передаточна функція  $K(\omega)$  самого ОП, графік  $ALM'$  — це повний коефіцієнт передачі  $K(\omega) = K(\omega) + K_{\text{кор}}(\omega)$ , дБ. Частоту зрізу (полюса)  $\omega_{\text{п.кор}}$  задають досить низькою і дістають довгу ділянку одиничної крутості 6 дБ/окт. Якщо для стійкості запас фази  $\varphi_{\text{зап}} = \pi/4$  (точку  $L'$  другого злому АЧХ з корекцією взято на рівні  $1/\beta(\omega) = K(\omega)$ , то, виходячи з пропорції  $\omega_{\text{п1}}/\omega_{\text{п.кор}} = K_0/K_0$ , вибирають ємність  $C_{\text{кор}} = 1/(R\omega_{\text{п.кор}})$ , а значення  $R$  установлюють за схемою ОП, визначаючи точку  $A$  графічним способом. Номінал ємності  $C_{\text{кор}}$  зменшують вмиканням її у високоомне сигнальне коло ОП. Вада — різке зниження частоти першого полюсу АЧХ  $\omega_{\text{п1}}$  і, як наслідок, — зменшення швидкодії ОП.

#### 4. «Начинка» операційного підсилювача

Ускладнена корекція з запізненням дає змогу на порядок порівняно з попередньою знизити номінал ємності  $C_{\text{кор}}$  та збільшити частоту першого полюса  $\omega_{\text{п1}}$ , додавши лише один резистор  $R_{\text{кор}}$  (Рис.4.11.б). При запасі фази  $\varphi_{\text{зап}}=\pi/4$  з наведеної вище пропорції маємо

$$\omega_{\text{п.кор}} = \omega_{\text{п2}}K_0/K_0, \quad R_{\text{кор}} = R/(A - 1), \quad C_{\text{кор}} = 1/(R_{\text{кор}}\omega_{\text{п1}}),$$

де параметр стійкості  $A = \omega_{\text{п1}}K_0/(\omega_{\text{п2}}K_0)$ .

Корекцію місцевим ємнісним паралельним НЗЗ між базою та колектором одного з каскадів зі СЕ застосовують при великому підсиленні, щоб зменшити номінал конденсатора

$$C_{\text{кор}} = K_0/[K_0\omega_1 R(1+K_{02})],$$

де  $\omega_1$  — кругова частота одиничного підсилення ( вище «Парам. ОП»), а  $K_{02}$  — НЧ коефіцієнт передачі другого транзистора,  $R$  — опір між його базою та корпусом. Ця корекція ґрунтується на ефекті Міллера (підвищений внесок ємності зворотної передачі  $C_{\text{КБ}}$  у вхідну ємність каскаду). При цьому  $C_{33} = C_{\text{кор}}$ , і корекція потребує лише одного малоємнісного конденсатора, а за частотою полюса  $\omega_{\text{п.кор}}$  (широкосмуговістю) значно перевершує попередні способи корекції, завдяки чому її широко застосовують в ІС.

Корекція з фазовим випередженням — спосіб компенсації зсуву фази, спричиненого дією не тільки самого ОП, а й повного кола ЗЗ з вхідною  $C_{\text{вх}}$  і монтажною  $C_{\text{м}}$  паразитними ємностями, оскільки саме вони знижують запас стійкості ОП. Корекція полягає в доданні паралельно резистору  $R_{33}$  зворотнього зв'язку в інвертуючому ОП (Рис. 3.1) конденсатора ємністю  $C_{\text{кор}}=(R_1/R_{33})(C_{\text{вх}}+C_{\text{м}})$ .

Корекція подачею сигналу вперед — найпростіша, її здійснюють за допомогою конденсатора  $C_{\text{кор}}$ , що в обхід каскаду створює прямий шлях пасивної передачі сигналу уперед: позитивним зсувом фази від ємності  $C_{\text{кор}}$  зменшують негативний зсув на ВЧ від петлі ЗЗ; це підвищує стійкість ОП розбалансом фаз. Конденсатор  $C_{\text{кор}}$  збільшує повну ємність навантаження і знижує частоту полюса

$$\omega_{\text{п.кор}} = 1/[R_{\text{н.еквВЧ}}(C_{\text{н.екв}} + C_{\text{кор}})],$$

де  $C_{\text{н.екв}} = C_{22} + C_{\text{н}} + C_{\text{м}}$ . Надмірний запас стійкості зменшує смугу пропускання ОП (всупереч селективному підсилювачу) і швидкодію ОП, тому при його проектуванні цей запас задають у раціональних межах.

#### 4.8. Контрольні запитання для самоперевірки

- 4.1. Які необхідні каскади вміщує типовий операційний підсилювач (ОП) ?
- 4.2. Розташуйте в порядку проходження сигналу такі каскади в середині ОП: Підсилювач потужності. Захист від КЗ. Зниження рівня постійної складової. Диференційні каскади
- 4.3. Які функції виконують каскади ОП ?
- 4.4. Для чого всередині ОП є каскади зниження рівня постійної напруги ?
- 4.5. Чому для електроживлення ОП необхідне біполярне джерело  $\pm E_{\text{живл}}$  ?
- 4.6. Які елементи внутрішньої структури ОП забезпечують його потенційну завадостійкість ?
- 4.7.. Які функції в ОП виконує генератор стабільної напруги ?
- 4.8. Які функції в ОП виконує генератор стабільного струму ?
- 4.9. Яким вимогам має відповідати генератор стабільного струму ?
- 4.10. Які умови мають бути виконані для ефективної роботи диференційного каскаду на вході ОП?
- 4.11. Яке і чому доцільне поєднання схем плечей (**Рис.4.8**) двотактного вихідного каскаду ?
- 4.12. Що таке стійкість ОП ?
- 4.13. Що таке критична частота  $\omega_{\text{кр}}$  проходження сигналу в замкненій петлі ЗЗ (**Рис. 4.10**) при оцінці стійкості ОП ?
- 4.14. Простий логарифмічний критерій Боде стійкості ОП
- 4.15. Що таке запас стійкості ОП ?
- 4.16. Який потрібен бути запас стійкості ОП ?
- 4.17. У чому полягає фазочастотна корекція ОП?
- 4.18. Назвіть способи і кола фазочастотної корекції ОП
- 4.19. У чому полягає корекція ОП місцевим ємнісним паралельним НЗЗ ?
- 4.20. У чому полягає корекція ОП з фазовим випередженням ?
- 4.21 Так чим же операційний підсилювач суттєво позитивно відрізняється від інших активних елементів ?

## 5. Активний пристрій оброблення сигналів на операційному підсилювачі

[1, 2, 3, 5, 7, 8, 16]

Цей пристрій є розв'язувальним підсилювачем (в явному або неявному вигляді), який виконує функції підсилення та перетворення сигналу з високою точністю при мінімальній складності апаратурної реалізації. Містить операційний підсилювач (ОП) з колами зовнішніх ЗЗ. Тут розглядаються найважливіші з них. Всі позначки величин див. вище, у розділі 1. Аналіз більшості застосувань ОП базується на трьох передумовах, близьких до реальних параметрів ОП:

- 1) вхідний опір  $R_{\text{вх.д}} \rightarrow \infty$ , отже, вхідний струм  $I$  пристрою (напр., **рис.3.1,а**) не відгалужується у ОП, а тече через зовнішні елементи  $R_1, R_{33}$ ;
- 2) потенціал  $U_{\text{вх}} = (U_{\text{вих}}/K_{\text{д}}) \rightarrow 0$ , бо  $K_{\text{д}} \rightarrow \infty$ , за умовою (див. розділ1);
- 3) всю вхідну напругу подано до резистора  $R_1$ , а усю вихідну – до  $R_{33}$ . Висновок (3) є наслідком двох перших передумов. Дуже важливо, що, як витікає з розд.2.3.4, мета оброблення визначається і досягається власне колом НЗЗ. Взагалі опір кола НЗЗ – комплексний; як  $Z_{33}$  можуть бути і частотно-залежне, і нелінійне кола, і їх поєднання.

### 5.1. Активний алгебраїчний суматор

буває з інвертуванням сигналів і без нього. Вихідна напруга *інвертуючого суматора* (**рис. 5.1,а**), пропорційна алгебричній сумі сигналів кількох ( $n$ ) входів, які через розмежувальні/вагові резистори  $R_1 \dots R_n$  з'єднано на інвертуючому ОП. При  $K_{\text{д}} \rightarrow \infty$  маємо  $U_{\text{вх}} \rightarrow 0$ , тобто потенціали усіх входів ОП однакові, а джерела сигналів взаємно розмежовані. Струм  $i_{33}$  це сума вхідних струмів доданків  $i_{\text{вх}i} = U_{\text{вх}i} / R_i$ , оскільки  $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$  і вхідний струм ОП практично відсутній. Тому вихідна напруга

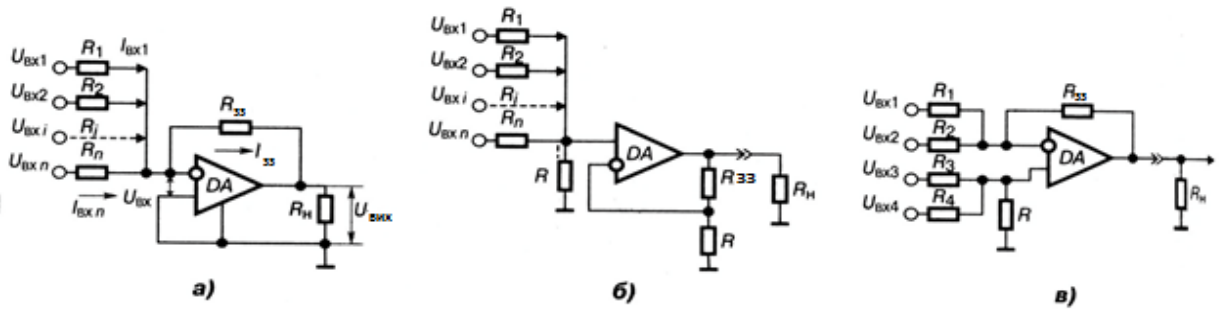
$$U_{\text{вих}} = -(R_{33} / R_i) \sum_{i=1}^n (U_{\text{вх}i}).$$

Вагові коефіцієнти додавання  $R_{33} / R_i$  однакові, якщо усі опори рівні:

$$R_1 = R_2 \dots = R_i = R_n.$$

*Неінвертуючий активний суматор* з'єднує вітки разом з пасивним суматором — резистором  $R$  на неінвертуючому вході ОП (**рис.5.1,б**). Тоді, при  $R_1 = R_2 \dots = R_i = R_n = R$ ,

$$U_{\text{вих}} = [(R + R_{33}) / (nR)] \sum_{i=1}^n U_{\text{вх}i}.$$



а - на інвертуючому ОП      б- на неінвертуючому ОП      в - на диференційному ОП

Рис. 5.1. Лінійні суматори

Можливе також й одночасне додавання / віднімання на ОП з диференційними входами (рис.5.1,в). Наприклад, сигнали  $U_{вх1}$  та  $U_{вх2}$  додають на резисторі  $R_{33}$  у інвертуючого входу (мінус), а сигнали  $U_{вх3}$ ,  $U_{вх4}$  — на резисторі  $R$  неінвертуючого входу (плюс). При ідентичності плеч,  $R_{33}/R_1 + R_{33}/R_2 = R/R_3 + R/R_4$  алгебраїчна сума результату обчислень

$$U_{вих} = U_{вх3} (R/R_3) + U_{вх4} (R/R_4) - U_{вх1} (R_{33}/R_1) - U_{вх2} (R_{33}/R_2).$$

Так розв'язують лінійні рівняння виду  $y = ax + b$ , а на двох ОП — систему рівнянь  $\{ax + by = C; cx + dy = D\}$ .

Розглянуті схеми містять лише частотно-незалежні електричні кола ЗЗ.

### 5.1.1. Багатовходовий суматор-віднімач

Схема (Рис.5.1.1) містить вагові вхідні резистори, резистор зворотнього зв'язку на інвертуючому вході та резистори шунтування  $R_a$  і  $R_b$ .

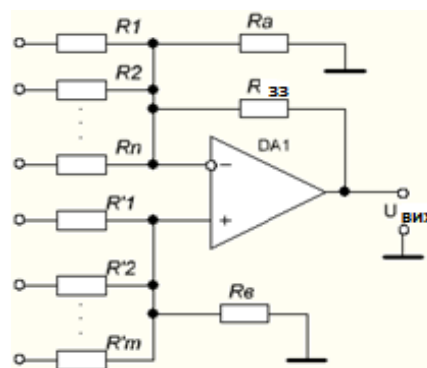


Рис. 5.1.1. Суматор-віднімач на ОП

## 5. Активний пристрій оброблення сигналів на операційному підсилювачі

Для мінімального зміщення виходу від вхідних струмів опори резисторів диференціального ОП вибирають так, щоб на обох входах були однакові значення.

$$U_{\text{вих}} = 0,3U_1 + 2U_2 + 1,5U_3 - 2U'_1 - U'_2 - \dots - b_m U'_m, \quad (1)$$

де  $U_n$  — підсумовувані, а  $U_m$  — відмінусовані напруги сигналів;  $a_n$ ,  $b_m$  — «вагові» коефіцієнти при вхідних сигналах.

Схема містить також підсумовуючі резистори  $R_a$  і  $R_b$  і резистор  $R_{\Sigma}$  зворотного зв'язку на інверсному вході.

Порядок розрахунку.

1. Вибирають значення наведеного опору на обох входах  $R_{\Sigma}$ , напр. 5 кОм (при цьому невеликий рівень наведень без помітного шунтування джерел сигналів)

2. Підсумовують всі негативні коефіцієнти і додають одиницю (тому що це неінвертуючий вхід); отримують  $(1 + \Sigma b)$ .

3. Підсумовують всі позитивні коефіцієнти; отримують  $\Sigma a$ .

4. Якщо  $\Sigma a > (1 + \Sigma b)$ , то для отримання підсилення потрібен резистор  $R_a$ ;

Якщо  $\Sigma a < (1 + \Sigma b)$ , то для отримання ослаблення потрібен резистор  $R_b$ .

У разі рівного розподілу сигналів  $\Sigma a = (1 + \Sigma b)$  резистори  $R_a$  і  $R_b$  не включають.

5. Розраховують  $R_{\Sigma}$  множенням на  $R_{\Sigma}$  (5 кОм) більшого значення:  $\Sigma a$  або  $(1 + \Sigma b)$ .

6. Розраховують  $R_a$  і  $R_b$  діленням  $R_{\Sigma}$  на модуль  $|(1 + \Sigma b) - \Sigma a|$ .

7. Розраховують опори інших резисторів шляхом ділення  $R_{\Sigma}$  на відповідні «вагові» коефіцієнти:

$$R_1 = R_{\Sigma} / a_1 \quad R_{11} = R_{\Sigma} / b_1 \quad \dots \quad \text{і т.д.}$$

*Приклад 1.* Розрахувати схему на **Рис. 5.1.1** для рішення рівняння

$$U_{\text{вих}} = 0,3U_1 + 2U_2 + 1,5U_3 - 2U'_1 - U'_2 \quad (2)$$

1. Вибираємо  $R_{\Sigma} = 5$  кОм

$$2. \Sigma a = 0,3 + 2 + 1,5 = 3,8$$

$$3. (1 + \Sigma b) = 1 + 2 + 1 = 4$$

4. Оскільки  $\Sigma a < (1 + \Sigma b)$ , то потрібен резистор  $R_b$ , а резистора  $R_a$ , немає

$$5. R_{\Sigma\Sigma} = (1 + \Sigma b) \cdot R_{\Sigma} = 4 \cdot 5 = 20 \text{ кОм}$$

$$6. R_b = R_{\Sigma\Sigma} / |(1 + \Sigma b) - \Sigma a| = 20 / 0,2 = 100 \text{ кОм}$$

$$7. R_1 = R_1 = R_{\Sigma\Sigma} / a_1 = 20 / 0,3 = 66,7 \text{ кОм}, \quad R_2 = 20 / 0,2 = 10 \text{ кОм},$$

### 5. Активний пристрій оброблення сигналів на операційному підсилювачі

$$R_3 = 20 / 1,5 = 13,3 \text{ кОм},$$

$$R_1^I = R_{33} / b_1 = 20 / 2 = 10 \text{ кОм}, R_2^I = R_{33} / b_2 = 20 / 1 = 20 \text{ кОм}.$$

На цьому розрахунок закінчений.

**Приклад 2.** Розрахувати схему на **Рис. 5.1.1.** для рішення рівняння

$$U_{\text{вих}} = 0,75U_1 + 3U_2 + 1,25U_3 - 1,7U_1' - 0,15U_2' - U_3' \quad (3)$$

1. Вибираємо  $R_\Sigma = 7 \text{ кОм}$
2.  $\Sigma a = 0,75 + 3 + 1,25 = 5$
3.  $(1 + \Sigma b) = 1 + (1,7 + 0,15 + 1) = 3,85$
4. Оскільки  $\Sigma a > (1 + \Sigma b)$ , то резистор  $R_a$  потрібний, а резистор  $R_b$ , - ні.
5.  $R_{33} = (1 + \Sigma b) \cdot R_\Sigma = 3,85 \cdot 7 \approx 27 \text{ кОм}$
6.  $R_b = R_{33} / |(1 + \Sigma b) - \Sigma a| = 27 / (1,15) \approx 23,5 \text{ кОм}$
7.  $R_1 = R_1 = R_{33} / a_1 = 27 / 0,75 = 36 \text{ кОм}, R_2 = 27 / 3 = 9 \text{ кОм},$   
 $R_3 = 27 / 1,25 = 21,6 \text{ кОм},$   
 $R_1^I = R_{33} / b_1 = 27 / 1,7 \approx 15,9 \text{ кОм}, R_2^I = R_{33} / b_2 = 27 / 0,15 =$   
 $= 180 \text{ кОм}, R_3^I = R_{33} / b_3 = 27 / 1 = 27 \text{ кОм}.$

(На цьому розрахунок закінчений)

*Методказівка:*

Номінали резисторів кола негативного зворотнього зв'язку (НЗЗ) слід вибирати з таких умов:

а) максимальна сума  $(R_{33} + R_{1_{\text{max}}})_{\text{max}} = (|E_{\text{живл}}| / 2) / (20 I_{\text{вх.зміщ.мін}})$ , щоб забезпечити нормальний паспортний режим живлення вхідних транзисторів першого диференційного каскаду ОП;

б) при розрахунку  $R_{1_{\text{max}}}$  в пункті а) (див. вище) слід користуватися співвідношеннями:

$$\frac{1}{R_{1_{\text{max}}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_N},$$

де 1,2,3 ... N – номери розв'язувальних, «вагових» резисторів лінійного суматора. Іншими словами, в суматорі номінал  $R_{1_{\text{max}}}$  буде помітно менше, ніж в звичайному масштабному підсилювачі, за рахунок паралельного з'єднання вхідних гілок.

в) конкретні номінали кожного з цих двох резисторів повинні відповідати прийнятним (на ваш погляд) значенням  $K^*$  і  $R_{\text{вх}}^*$ .

## 5.2. Активний перетворювач повних опорів

має вхідний опір, який залежить від характеру навантаження ОП. Відомі два види А.п.п.о. — інвертори (пристрої обернення характеру опору реактивного елемента у свою протилежність, ємність у індуктивність) і конвертори (пристрої узгодження, які змінюють значення опору, але не впливають на його знак і характер).

### 5.2.1. Інвертор опору

Вхідний опір *інвертора опору* пропорційний провідності ємності  $C_H$  навантаження за умови  $X_C \ll R_{33} \ll R_{\text{вих}}$ , (де  $X_C = 1/\Omega C_H$ ,  $\Omega$  – кутова частота,  $R_{33}$  — опір резистора 33). Вихідний опір ОП для забезпечення цієї функції має бути неординарно великим, щоб не шунтувати навантаження. Інвертор провідності навантажувальної ємності у індуктивний вхідний опір називають гіратором (від греч. *gyros* – ланцюг, коло).

*Гіратор* – це синтезована індуктивність без котушки, розміщена у невеликому, легкому і недорогому корпусі. Призначення Г. – використати напругу на конденсаторі навантаження ОП так, щоб напруга і струм на його вході змінювались як у індуктивності. Принцип дії Г. такий. Індуктивний опір  $X_L = \Omega L$  і напруга  $U_{XL}$  при зростанні частоти теж збільшуються. Повторювач на ОП (**Рис.5.2,б**) відтворює на своєму виході вхідну напругу  $U_{R1}$ . При зростанні частоти напруга на конденсаторі  $C_H$  зменшується разом з  $X_C$ , отже,  $U_{R1}$  і  $U_{\text{вих}}$  повторювача зростають. Вихідна напруга через резистор  $R_{33}$  звертається знов до входу і зростає разом з частотою, що властиве індуктивності. З цієї умови вхідний струм інвертора практично є його вихідним струмом, його синтезована індуктивність

$L_{\text{к.екв}} = C_H R_{33} / G_{21}$  у контурі  $C_H L_{\text{к.екв}}$  з добротністю  $Q_{\text{екв}} = 0,5\sqrt{R_1 / R_{33}}$  (**Рис.5.2,б**). Для підвищення  $Q$  беруть два зустрічно-паралельні ОП (**Рис. 5.2, а**) з великими  $R_{\text{вх}}$  і  $R_{\text{вих}}$ . Струм-бустер (стимулятор - підсилювач) СБс у петлі 33 підвищує робочу частоту до десятків кілогерців. На відміну від котушки Г. не створює зовнішнє поле.

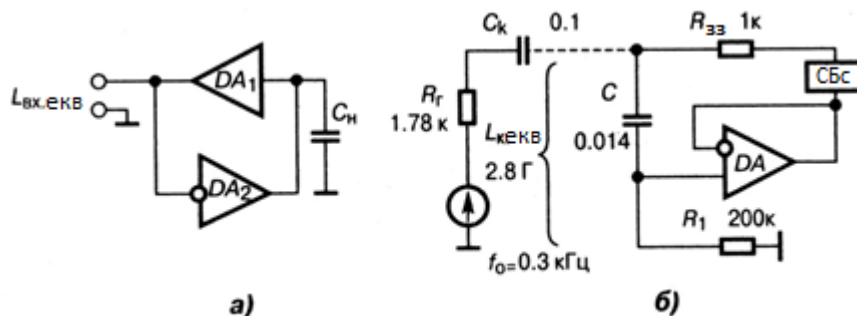


Рис. 5.2. Інвертор повних опорів - гіратор

### 5.2.2. Розрахунок гиратора (Рис.5.2,б)

1. Прийняти  $R_{33} = R_{\text{вих.пасп.}} \cdot \text{обраного ОП.}$
2. Вибрати  $R_1 \gg R_{\text{ос}}$  (але не більше  $200 R_{\text{ос}}$ ).
3. Вибрати  $R_1 \ll 0,1 R_{\text{вх}}$  вашого ОП.
4. Поставити необхідне від гиратора значення  $L$ .
5. Використовуючи співвідношення  $L = R_1 R_{33} C$ , знайти ємність навантажувального конденсатора гиратора  $C = L / (R_1 R_{33})$ .
6. Обчислити добротність гиратора  $Q_{33} = 0,5 \sqrt{R_1 / R_{33}}$

**Приклад.** Створити послідовний LCк R- контур з резонансом на частоті  $F_0 = 300$  Гц і з гиратором - індуктивністю.

**Рішення.**

1. Приймемо на підставі досвіду  $C_k = 0,1$  мкФ.
2. Знайдемо необхідну від гиратора еквівалентну індуктивність

$$L = \frac{1}{4\pi^2 F_0^2 C_k} = \frac{10^6}{4\pi^2 300^2 \cdot 0,1} = 2,8 \text{ Гн}$$

3. Задамо добротність гиратора  $Q = 10$ , також  $R_{33} = R_{\text{вих.пасп.ОУ}} = 1$  кОм (для К140УД4)

і обчислимо

$$R_1 = 2Q^2 R_{\text{ос}} = 2 \cdot 10^2 \cdot 10^3 = 200 \text{ кОм.}$$

4. Знаходимо ємність навантажувального конденсатора гиратора

$$C = L / (R_1 R_{33}) = 2,8 / (10^3 \cdot 2 \cdot 10^5) = 0,014 \text{ мкФ.}$$

5. Приймавши добротність LCк R послідовного контуру  $Q = 3$ , знаходимо

$$R = 2\pi F_0 L / Q = 5,28 \cdot 10^3 / 3 = 1,76 \text{ кОм.}$$

На цьому розрахунок закінчений.

### 5.2.3. Конвертор опору

Вхідний опір *конвертора опору* пропорційний опору навантаження (на противагу інвертору). Відомо конвертори з позитивним і негативним коефіцієнтами опору (ПКО та НКО). Звичайно ПКО є інвертуючий ОП з паралельним ЗЗ через коло  $Z_{33}$ , яке є також і навантаженням (Рис. 5.3). При  $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$  маємо  $Z_{\text{вх}} = Z_{33} / (1+K)^1$ , тобто цей ПКО є безобмотковим трансформатором.

<sup>1</sup> Напівжирним шрифтом тут і далі виділені параметри, що урахувують зовнішній ЗЗ

## 5. Активний пристрій оброблення сигналів на операційному підсилювачі

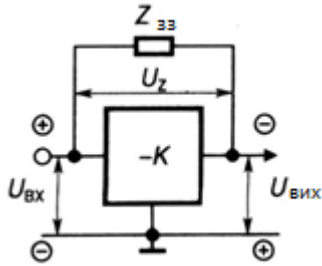


Рис. 5.3  
Конвертори позитивних опорів по напрузі

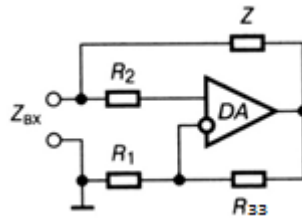


Рис. 5.4

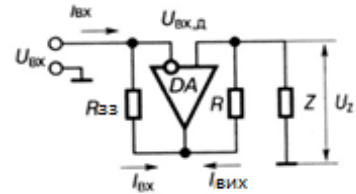


Рис. 5.5  
Конвертор негативних опорів по струму

Він збільшує або регулює ємності; як  $Z_{ЗЗ}$  використовують конденсатор  $C$ , що дає  $C_{ВХ} = C(1 + K)$ . При  $K_d \rightarrow 10^5$  ОП відносний діапазон зміни ємності — десятки тисяч (регулювання  $K_d$  додатковими колами). Вада — малий динамічний діапазон (ДД): максимальний вхідний сигнал на ємності  $C_{ВХ}$  в  $K$  разів менший, ніж вихідний, тому ПКО іноді має два ОП.

НКО- $u$  (напруги) має негативний коефіцієнт ( $-K_U$ ), проте  $K_j = 1$ , а НКО- $i$  (струму), навпаки, негативний коефіцієнт ( $-K_j$ ), але  $K_U = 1$ . Найпростіший НКО- $u$  на інвертуючому ОП (Рис. 5.4) має вхідний опір  $Z_{ВХ} = -Z/(K - 1) = -Z R_1 / R_{ЗЗ}$ , де  $K = 1 + R_{ЗЗ} / R_1$ . Стійку роботу НКО- $u$  забезпечує джерело сигналу з малим  $Z_r$ , оскільки тут опір  $Z$  дає ПЗЗ.

У НКО- $i$  (Рис. 5.5) інвертується струм: напрямки  $I_{ВХ}$  та  $I_{ВИХ}$  через коло  $Z$  протилежні, а напруги  $U_{ВХ} = Z I_{ВИХ} = U_Z$  знаходяться у фазі (оскільки  $U_{ВХ,Д} \rightarrow 0$ );  $I_{ВХ} R_{ЗЗ} = I_{ВИХ} R$ , а опір  $Z_{ВХ} = -Z R_{ЗЗ} / R$ . Ці НКО як джерело сигналу з негативним внутрішнім опором компенсують втрати у фільтрах, контурах, лініях зв'язку.

### 5.3. Інтегратор

— інвертуючий ОП з колом частотно-залежного НЗЗ. В інтеграторі вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної напруги. Замість  $R_{ЗЗ}$  в інвертуючому ОП (Рис. 2.1) вмикають конденсатор  $C$ , як на Рис. 5.6,а. При  $K_d \rightarrow \infty$ ,  $R_{ВХ} \rightarrow \infty$  вхідний струм ОП  $I_{ВХ} = I_C = U_{ВХ} / R_1$ ;

$$U_{ВИХ} = -U_C = -\frac{1}{C} \int_0^t I_C dt = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t U_{ВХ}(t) dt.$$

При напрузі  $U_C(t=0) \neq 0$  її значення додають до правої частини рівняння. Постійна часу  $t_{екв} = K_d R_1 C$ , що визначає частоту головного полюса АЧХ, у  $K_d$  разів більша

## 5. Активний пристрій оброблення сигналів на операційному підсилювачі

від постійної часу пасивного кола, тобто ОП дає змогу застосувати конденсатор  $C$  меншої ємності завдяки ефекту Міллера (див. розд. 4.7). З метою компенсації похибки від напруги зсуву ОП вмикають резистор  $R_{\text{кмп}} = R_1$  (Рис.5.6,б). Для зменшення ємності навантаження та ВЧ фазового зсуву сигналу зменшують ємність конденсатора  $C$  і послідовно або паралельно йому вмикають резистор  $R$  або повторювач  $DA2$ , вихідний опір якого малий, і тому фазового зсуву немає. Якщо на вході інтегратора ввімкнути розділювальні резистори  $R_1, \dots, R_n$ , як на Рис.5.1, в, то матимемо інтегрувальний суматор.

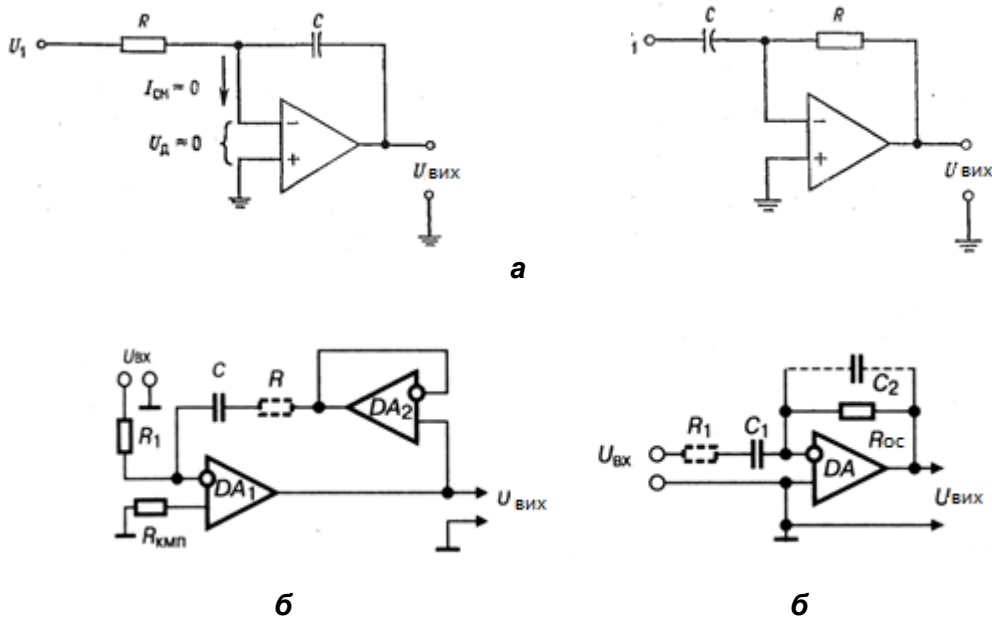


Рис. 5.6. Інтегратор

а - звичайний; б - покращений

Рис. 5.7. Диференціатор

а - звичайний; б - покращений

### 5.4. Диференціатор

Пристрій, напруга на виході якого пропорційна похідній за часом від вхідної напруги, називається *диференціатором*. Його виконують також на основі інвертуючого ОП (Рис.2.1), але замість резистору  $R1$  вмикають конденсатор  $C1$ , як на Рис. 5.7,а. При  $K_d$  та  $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$  напруга  $U_{\text{вх,д}} \rightarrow 0$ , струм  $I_{\text{вх}} = I_{C1} = C_1 dU_{C1}/dt$ . Отже,  $U_{C1} = U_{\text{вх}}$ , а  $U_{\text{вих}} = -R_{33} I_{\text{вх}} = -R_{33} C_1 dU_{\text{вх}}/dt$ . Необхідна постійна часу  $t_{\text{екв}} = C_1 R_{33}/(1 + K_d)$ , тому при однакових ємностях конденсатор  $C1$  активного Д. має в  $K_d$  разів більший опір  $R_{33}$ , ніж пасивний, і більше значення  $K = -R_{33} \omega C_1$ . Води: небезпека самозбудження, мале значення  $Z_{\text{вх}}$  через вплив  $C1$ , великі ВЧ шуми внаслідок підвищення  $K$  з частотою. Тому послідовно конденсатору  $C1$  вмикають резистор  $R1$  (Рис.5.7,б), а паралельно  $R_{33}$  — конденсатор  $C2$  для обмеження

## 5. Активний пристрій оброблення сигналів на операційному підсилювачі

значення  $K = -Z_{33}/R_1$ . Диференціювальний суматор будують з  $n$  кіл  $RC$  на вході ОП, подібно **Рис. 5.1, в**.

### 5.5. Компаратор

(від лат. *comparare* – порівнювати) — пристрій для визначення факту та миті рівності сигналів. Вихідна напруга  $K$ . при кожній рівності нулю різниці двох сигналів змінюється від нижнього до верхнього (і навпаки) граничних значень. На неінвертуючий вхід ОП (**Рис. 5.8**) подають сигнал  $U_C$  на інвертуючий — опорну напругу  $E_{оп}$  або навпаки і дістають вихідні прямокутні імпульси, які змінюють полярність, коли  $U_C = E_{оп}$ . При  $E_{оп} = 0$  такий компаратор називається *нуль-індикатором*. Діоди  $VD1, VD2$  призначені для захисту  $K$ . від великих рівнів напруги. Для порівняння різнополярних сигналів існує  $K$ -суматор без кола НЗЗ: сигнал  $U_C$  разом з  $E_{оп}$  подають на інвертуючий ОП, який видає вихідний сигнал при  $E_{оп} = -U_C$ , якщо

$$R_1 = R_2 = \dots = R_n.$$

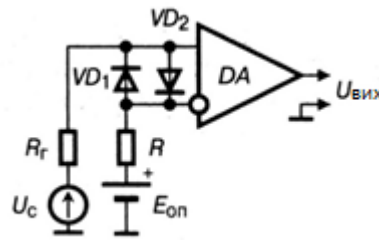


Рис. 5.8. Компаратор по факту, що  $U_C = E_{оп}$

### 5.6. Логарифматор / Антилогарифматор

— ОП з нелінійним колом НЗЗ, пристрій з нелінійною залежністю вхідних і вихідних сигналів. У Л. вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної, а в А. — навпаки: вхідна пропорц логарифму вихідної напруги. НЕ — це  $p$ - $n$  перехід діода, струм  $I_d = I_0[\exp(U_d/U_t) - 1]$ , де  $U_t = kT/q = 25$  мВ — температурний потенціал,  $I_0$  — зворотний струм  $p$ - $n$  переходу. При  $U_d > 0,1$  В,  $I_d > 50I_0$  струм  $I_d = I_0 \exp(U_d/U_t)$ , напруга  $U_d = U_t \ln(I_d/I_0)$ . Л. та А. будують на інвертуюч ОП (**Рис.3.1**). Л. має діод у колі НЗЗ замість  $R_{33}$ . При  $K_d \rightarrow \infty$ ,  $R_{вх} \rightarrow \infty$ ,  $I_d = U_{вх}/R_1$  вихідна напруга  $U_{вих} = -\ln(U_{вх}/I_0 R_1)$ . Для стиснення ДД знакозмінних сигналів створено *двосторонній* Л. (**Рис. 5.9**) із симетричною передаточною характеристикою, нахил якої визначає відношення  $R_{33}/R_1$ . резистор  $R_{33}$  впливає лише при малих сигналах, коли опори діодів великі; він зменшує зсув нуля ОП. Емітерний перехід транзистора замість діода підвищує точність Л. завдяки підсиленню сигналу цим транзистором у колі НЗЗ.

## 5. Активний пристрій оброблення сигналів на операційному підсилювачі

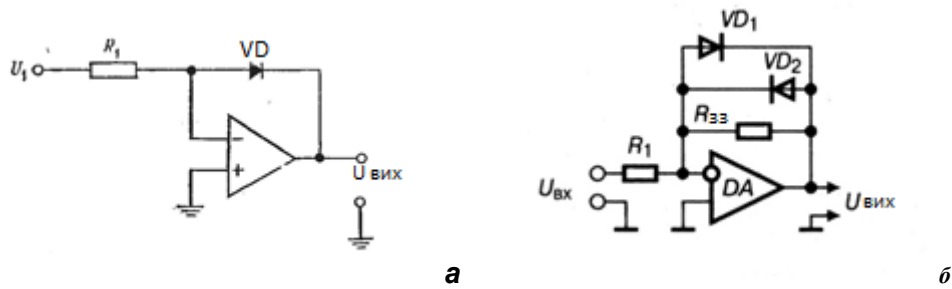


Рис. 5.9. Логарифматор

а - звичайний; б - двополярний

В антилогарифматорі (Рис.5.10) діод (або транзистор) вмикають замість резистора  $R1$ , що на Рис.3.1. Вихідна напруга тут  $U_{\text{вих}} = -R_{33}I_D = R_{33}I_0 \exp(U_D/U_T)$ . Полярність  $U_{\text{вих}}$  має бути позитивною. Вхідним опором А. є малий опір відкритого діода.

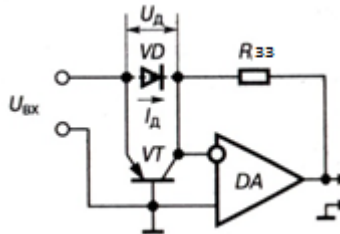


Рис. 5.10. Антилогарифматор

### 5.7. Класифікація помножувачів / дільників сигналів

Ці пристрої, вихідна напруга якого пропорційна добутку або результату ділення двох вхідних напруг:

$$U_{\text{вих}} = k(U_{\text{вх1}} U_{\text{вх2}}) \text{ або } U_{\text{вих}} = (U_{\text{вх1}}/kU_{\text{вх2}}),$$

де  $k = 0,1 \text{ В}^{-1}$ , оскільки для ОП  $U_{\text{вих max}} = 10 \text{ В}$ . Для позитивних і негативних сигналів придатним є чотириквadrантний Помножувач; для зміни знака одного із сигналів — двоквadrантний, а одноквadrантний помножувач не змінює знак жодного зі співмножників. Відомо Помножувачі, побудовані за принципом зміни крутості диференційних каскадів, опорів кіл, а також логарифмічні П. Параметрами їх є: точність — відношення максимальної різниці фактичного і теоретичного значень  $U_{\text{вих}}$  до її максимального рівня 10 В; нелінійність — максимальне відхилення форми  $U_{\text{вих}}$  від  $U_{\text{вх1}}$  (або  $U_{\text{вх2}}$ ). На основі П. створюють перетворювачі сигналів. *Квadrатор* — це П. з паралельними входами, ним вимірюють середньоквadrатичне значення сигналів складної форми.

### 5.8. Логарифмічний помножувач сигналів

Потрібно мати два Логарифматори, Суматор та один Антилогарифматор (Рис.5.1). Помножувач працює за принципом логарифмічного додавання:  $\ln(ab) = \ln a + \ln b$ , після логарифматорів та суматора вмикають Антилогарифматор здобутої суми.

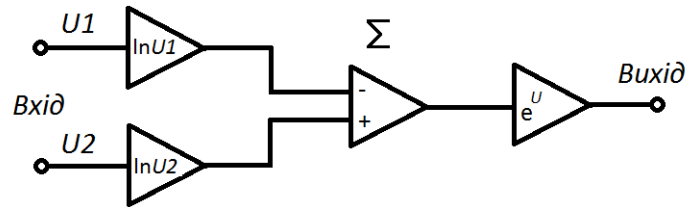


Рис. 5.11. Логарифмічний помножувач / дільник

Суматор  $\Sigma$  для одержання *добутку* сигналів виконують з коефіцієнтами додавання +1 від обох логарифматорів. Напряга на виході суматора з коефіцієнтом передачі **K**

$$U_{\text{сум}} = K(\ln U_{\text{вх1}} + \ln U_{\text{вх2}}) = K \ln(U_{\text{вх1}} U_{\text{вх2}}),$$

а після Антилогарифматора. – підсилювача  $e^U$  дорівнює

$$U_A = \exp[K \ln(U_{\text{вх1}} U_{\text{вх2}})] = (U_{\text{вх1}} U_{\text{вх2}})^K.$$

Якщо показник ступеня **K** (коефіцієнт передачі суматора) дорівнює одиниці, то маємо операцію перемноження. Якщо показник ступеня **K** більший від одиниці, то маємо піднесення до ступеня добутку двох напруг, а якщо менший від одиниці — добування кореня з добутку двох напруг.

### 5.9. Логарифмічний дільник сигналів

Потрібно мати два Логарифматори, Суматор та один Антилогарифматор (Рис.5.1). Подільник працює за принципом логарифмічного віднімання:  $\ln(a/b) = \ln a - \ln b$ , далі — аналогічно до попереднього: після логарифматорів та суматора вмикають Антилогарифматор здобутої різниці.

Суматор  $\Sigma$  для одержання *частки* сигналів виконують з коефіцієнтами додавання +1 від одного з логарифматора і -1 від другого логарифматора. Напряга на виході алгебраїчного суматора  $\Sigma$  з коефіцієнтом передачі **K**

$$U_{\text{сум}} = K(\ln U_{\text{вх1}} - \ln U_{\text{вх2}}) = K \ln(U_{\text{вх1}} / U_{\text{вх2}}),$$

а після Антилогарифматора. - підсилювача  $e^U$

$$U_A = \exp[K \ln(U_{\text{вх1}} / U_{\text{вх2}})] = (U_{\text{вх1}} / U_{\text{вх2}})^K.$$

## 5. Активний пристрій оброблення сигналів на операційному підсилювачі

Якщо показник ступеня  $K$  (коефіцієнт передачі суматора) дорівнює одиниці, то маємо операцію ділення. Якщо показник ступеня  $K$  більший від одиниці, то маємо піднесення частки двох напруг до ступеня, а якщо менший від одиниці — добування кореня частки двох напруг.

Ці пристрої мають динамічний діапазон (ДД) вище 60 дБ, похибку менше 0,25 %, але внаслідок корекції стійкості (розд.4.7) вони вузькосмугові й не можуть інвертувати жодного із сигналів. Тому є спец. ІС з універсальними властивостями.

### 5.10. Пристрій добування квадратного кореня

— це квадратор  $XY$  у колі НЗЗ ОП  $DA$  (Рис. 5.12). Струм через  $R_1$ ,  $R_2$  — спільний, оскільки ОП має  $R_{вх} \rightarrow \infty$ , через що  $U_{вих} = \sqrt{U_{вх}} \sqrt{R_2/kR_1}$ . Діод  $VD$  автоматично розриває ЗЗ  $XY$   $R_2$ , запобігаючи насиченню ОП від сигналів недопустимих великих рівнів  $U_{вх.д}$ .

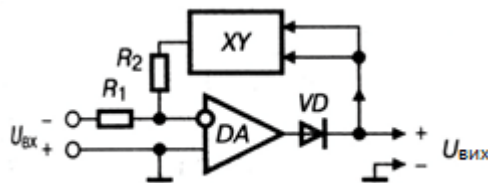


Рис. 5.12 Пристрій вилучення квадратного кореня

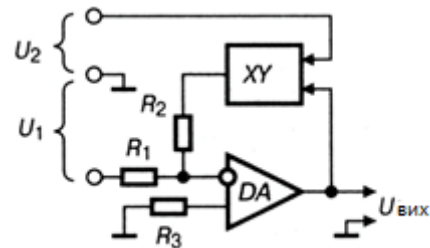


Рис. 5.13 Пристрій поділу  $U_{вих} = U_1/U_2$

### 5.11. Дільник сигналів $U_1/U_2$

(Рис. 5.13) містить помножувач  $XY$  у колі НЗЗ ОП  $DA$ ; сигнал  $U_2$  має бути позитивним для створення негативного ЗЗ. Отже,  $U_{вих} = (U_1/U_2) R_2/k R_1$ , тому що через резистори  $R_1$ ,  $R_2$  проходить спільний струм.

### 5.12. Компресор рівнів (стискач динамічного діапазону)

— пристрій штучного стиснення ДД, регулятор автопідтримання вихідної амплітуди сигналу, яка має дорівнювати постійній опорній напрузі  $E_{оп}$  (Рис. 5.14) незалежно від  $U_{вх.м}$ . Сигнал  $U_{вх.м}$  після П.  $XY$  та пікового детектора  $ПД$  подається на інвертуючий вхід ОП  $DA$  у вигляді постійної напруги, а на неінвертуючий вхід надходить опорна напруга тієї самої полярності. Керувальна диференційна вхідна напруга ОП

### 5. Активний пристрій оброблення сигналів на операційному підсилювачі

$$U_{\text{вх.д}} = E_{\text{оп}} - U_{\text{вих м}}, \text{ де } U_{\text{вих м}} = kU_{\text{вх м}} K_{\text{д}} U_{\text{вх.д}} = (kU_{\text{вх м}} K_{\text{д}} E_{\text{оп}}) / (1 + kU_{\text{вх м}} K_{\text{д}}) \gg E_{\text{оп}}$$

Отже,  $U_{\text{вих м}} \rightarrow E_{\text{оп}}$ . Компресор застосовують для автоматичного регулювання підсилення (АРП), а разом з ФНЧ установлюють у ФД вимірювачів. Тоді (Рис. 5.14)  $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх м}} \sin \omega t$ , а замість  $E_{\text{оп}}$  подають  $u_{\text{оп}} = U_{\text{оп м}} \sin(\omega t + \varphi)$ . Добуток сигналів компресора  $U_{\text{вих}} = 0,5[U_{\text{вх м}} U_{\text{оп.м}} \cos \varphi - U_{\text{вх м}} U_{\text{оп.м}} \cos(2\omega t + \varphi)]$ , а після ФНЧ (на рис. не показано)  $U_{\text{вихФНЧ}} = 0,5U_{\text{вх м}} U_{\text{оп.м}} \cos \varphi$ . Цей детектор є фазочутливим: реагує на різницю фаз  $\varphi$  та на рівень сигналів.

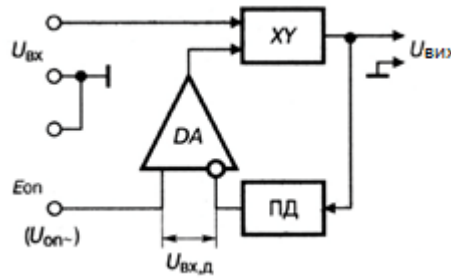
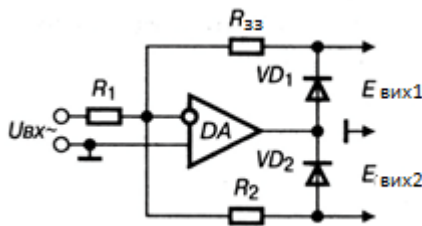


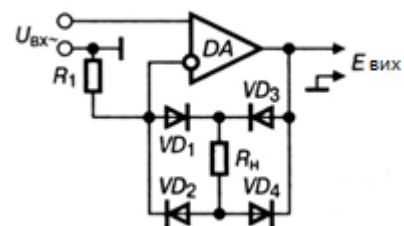
Рис.5.14. Компресор рівнів

### 5.13. Прецизійний випрямляч

— це випрямляч (ст. 6.2) з малими похибками. Завдяки великому підсиленню  $K = -R_{33}/R_1$  (або  $K = -R_2/R_1$ ) малий сигнал  $U_{\text{вх}}$  (Рис. 5.15) відкриває діод. З кожного виходу дістають однопівперіодне випрямлення сигналу. Якщо диференційним ОП (Рис. 3.5) виконати операцію  $E_{\text{вих1}} - E_{\text{вих2}}$ , то можна скласти двопівперіодний прецизійний випрямляч, в якого  $E_{\text{вих}} = K|U_{\text{вх}}(t)|$ . Для зменшення похибок ОП має бути швидкодійним. У разі незаземленого навантаження його вмикають у вигляді резистора  $R_{33}$  з виходу до інвертуючого входу ОП. У двопівперіодному П. в. у коло ЗЗ вмикають діодний міст  $VD R_{\text{н}}$  (Рис. 5.16). Обидва варіанти П. в. передають на вихід обидві півхвилі вхідної напруги без спотворень форми обвідної і називаються П. в. середніх значень сигналу. У піковому П. в. паралельно вихідним діодам вмикають конденсатор та вимагають великого вхідного опору кола навантаження.



Одно-напівперіодний



Дво-напівперіодний –

Рис.5.15 – 5.16. Прецизійні випрямлячі

**5.14. Контрольні запитання для самоперевірки**

- 5.1. Який практичний висновок дає формула зворотного зв'язку:  $K = 1/\beta_{12}$  ?
- 5.2. Чому ОП завжди застосовують разом з колами зовнішніх ЗЗ ?
- 5.3. Що і чому визначає функціональне призначення операційного підсилювача в разі його різноманітного застосування ?
- 5.4. Назвіть три передумови, близькі до реальних параметрів ОП, на яких базуються якщо не всі, то більшість розрахунків схем ОП
- 5.5. Які функції виконують резистори на входах лінійного суматора ?
- 5.6. Які вимоги і чому до вихідного опору ОП при його застосуванні як інвертора повних опорів – гіратора ?
- 5.7. Що вміє робити конвертор повних опорів на ОП ?
- 5.8. Які елементи схеми **Рис.5.6** покращують точність інтегрування сигналу ?
- 5.9. Які елементи схеми **Рис.5.7** покращують точність диференціювання сигналу?
- 5.10. Для чого в компараторі **Рис.5.8** підключено зустрічно-паралельні діоди ?
- 5.11. Яку функцію виконує компаратор **Рис.5.8**, якщо у ньому вимкнене  $E_{оп}$  ?
- 5.12. Які елементи схеми **Рис.5.9** покращують точність логарифмування сигналу?
- 5.13. Які елементи схеми **Рис.5.10** покращують точність потенціювання сигналу ?
- 5.14. Як оброблюється сигнал логарифмічними помножувачами /дільниками (**Рис. 5.11**) ?
- 5.15. Скільки ОП мають містити такі (**Рис.5.11**) логарифмічні помножувачі / дільники ?
- 5.16. Які функції виконують одно-, дво- та чотириквadrантний помножувачі /дільники ?
- 5.17. Назвіть параметри помножувачів /дільників
- 5.18. За яким принципом працює квадратор сигналів ?
- 5.19. За яким принципом працює пристрій вилучення квадратного кореня з сигналів ?
- 5.20. За яким принципом працює пристрій поділу  $U_{вих} = U_1/U_2$  ?
- 5.21. Які елементи містить компресор рівнів ?
- 5.22. За яким принципом працює прецизійний випрямляч сигналу та які вимоги до ОП для підвищення точності обробки сигналу (детектування) ?

**6. Активний RC-фільтр (АРСФ) [3, 5,12, 16]**

— фільтр, який містить ОП з джерелом живлення, резистори, конденсатори. Має переваги перед пасивним фільтром: може підсилювати в СП, не містить котушок індуктивності; вхідні кола не залежать від вихідних, і тому можливе каскадне з'єднання ланок; має помірні ємності, габаритні розміри, масу, тому прийнятний для суміщення з мікротехнологіями і виконання у вигляді інтегральних схем. Води: деяка обмеженість діапазону частот та наявність ДЖ. АРСФ математично описують передаточною функцією.

**6.1. Параметри фільтра** загальні, як у підсилювача. Тут відзначимо лише специфічні параметри.

*Перехідна ділянка АЧХ* – інтервал від частоти полюсу (зрізу)  $F_{зр}$  модуля передаточної функції до частоти нуля (це для ФНЧ), тобто частоти початку затримування сигналу, або (для ФВЧ) навпаки – інтервал від частоти нуля до частоти полюсу. Частоту зрізу відраховують звичайно на рівні мінус 3 дБ АЧХ.

*Порядок фільтра* – кількість його полюсів. «Полюс» – термін з теорії функцій комплексної змінної, що указує на одну складову нахилу АЧХ на перехідній ділянці (див. нижче), обумовлену лише одним з RC-кіл, які формують АЧХ активного багатокаскадного фільтра. Наприклад, ФНЧ першого порядку – це однополюсний фільтр, його АЧХ має на перехідній ділянці нахил  $1 \times 6 = 6$  дБ на одну октаву, а ФНЧ другого порядку – це двохполюсний фільтр, його АЧХ має на перехідній ділянці нахил  $2 \times 6 = 12$  дБ на октаву; фільтр шостого порядку має шість полюсів с нахилом АЧХ відповідно  $6 \times 6 = 36$  дБ/окт.

*Коефіцієнт загасання  $\alpha$*  визначає крутизну перехідної ділянки АЧХ і викід у межах смуги пропускання. *Добротність  $Q = 1/\alpha$* .

*Коефіцієнт зрізу АЧХ* поблизу полюсу,  $k_{зр}$  – відношення частот зрізу фільтра до його ланки (або навпаки, це залежить від того, фільтр НЧ чи ФВЧ). Це постійна величина для обраних даних – порядку  $n$ , номера ланки  $N$ , апроксимації АЧХ та нерівномірності RC у смузі пропускання.

*Нерівномірність RC* у смузі пропускання, наприклад, властива АЧХ фільтрів апроксимації Чебишева, це так звані зубці, тобто осциляції.

**(Рис. 6.1, в).** Ця нерівномірність АЧХ RC фільтра не має ніякого відношення до рівня відліку частоти зрізу -3 дБ (див. цей параграф, вище). АЧХ фільтрів Бесселя та Баттерворта гладкі, не мають нерівномірності **(Рис. 6.1,з).**

Конкретно, згідно нашому аналізу таблиць 7.1 – 7.7:

## 6. Активний RC-фільтр (АРСФ)

- для одноланкових ФНЧ другого порядку  $k_{зр.ФНЧ(2)} = F_{зр.ф} / F_{зр.зв}$ ;
- для одноланкових ФВЧ другого порядку  $k_{зр.ФВЧ(2)} = F_{зр.зв} / F_{зр.ф}$ ;
- для многоланкових ФНЧ порядку вище другого  $k_{зр.ФНЧ(2n-1)} = F_{зр.зв} / F_{зр.ф}$ ;
- для многоланкових ФВЧ порядку вище другого  $k_{зр.ФВЧ(2n-1)} = F_{зр.ф} / F_{зр.зв}$ .

Аналіз багатьох даних таблиць параметрів дає такі висновки.

Для фільтрів другого (індекс 2 у формулі) порядку Чебишева

$$F_{зр.ФВЧ(2)} < F_{зр.зв(2)} < F_{зр.ФНЧ(2)},$$

Бесселя –

$$F_{зр.ФВЧ(2)} > F_{зр.зв(2)} > F_{зр.ФНЧ(2)},$$

Баттерворта –

$$F_{зр.зв(2)} = F_{зр.ф(2)},$$

отож, для фільтра Баттерворта завжди  $k_{зр} = 1$ , тобто частоти зрізу усього фільтру та його ланок збігаються.

У багатоланкових фільтрів високих порядків  $n > 2$  знаки нерівностей слід змінити на протилежні.

Чутливістю  $S_{a \leftarrow b}$  одного параметра  $a$  (слідство) до зміни другого  $b$  (причина) називають відношення зміни  $a$  до зміни  $b$ , якщо зміна  $b$  спричинює зміну  $a$  (див. також розд.2.3.3, 2.3.4).

### 6.2. Види АЧХ фільтра та типи її апроксимацій

Відомі чотири види амплітудно-частотних характеристик: фільтр низьких частот (ФНЧ), фільтр високих частот (ФВЧ), смуговий фільтр (СФ) та режекторний (РФ). Спрощені графіки цих видів АЧХ показано на **Рис. 6.1**.

Кожний з цих видів АЧХ може бути реалізований певним типом її апроксимації.

Для розрахунків при апаратурній реалізації фільтрів типам АЧХ (не видам!) надано назви поліномів передаточних функцій. Кожен тип АЧХ реалізують певною кількістю полюсів (RC-кіл) згідно із заданою крутістю спаду АЧХ. СпНайвідомішими є апроксимації Баттерворта, Бесселя, Чебишева.

Фільтр Баттерворта (**Рис.6.2,а**) відрізняється пласкою АЧХ в смузі пропускання (СП) з нахилом перехідної ділянки 6 дБ/окт на полюс; має нелінійну ФЧХ, вхідна імпульсна напруга спричинює осциляцію на виході, тому фільтр доцільний для неперервних сигналів. Фільтр Бесселя (**Рис.6.2,б**) — коло з лінійною ФЧХ, малою крутістю перехідної ділянки АЧХ— інтервалу від частоти полюса (зрізу)  $F_{зр}$  передаточної функції до частоти нуля — частоти початку затримування. Тому він

## 6. Активний RC-фільтр (АРСФ)

доцільний для фільтрації прямокутних імпульсів. АЧХ фільтра Чебишева (Рис.6.2,в,г) має хвилястість у

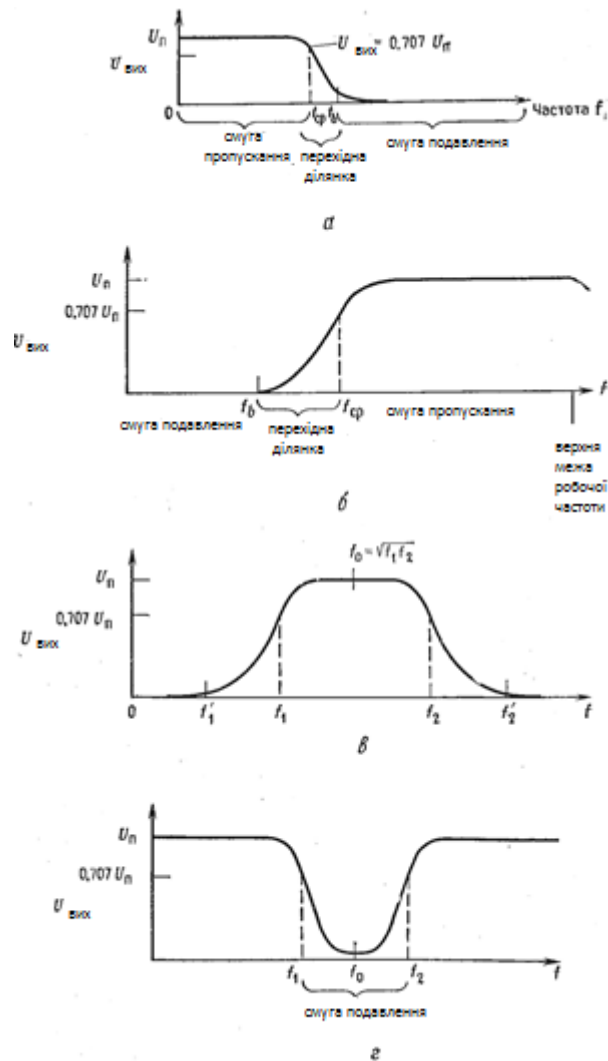


Рис. 6.1. Спрощені АЧХ чотирьох видів фільтрів: а – ФНЧ; б – ФВЧ; в - СФ; г - РФ

смугі пропускання, пласку форму за її межами; АЧХ оберненого АФ Чебишева — навпаки. Кількість пагорбів пропорційна порядку  $n$ , їх амплітуда  $\nu$  становить 0,5—3 дБ. Ціною збільшення амплітуди пагорбів дістають нахил АЧХ понад 6 дБ/окт на полюс:

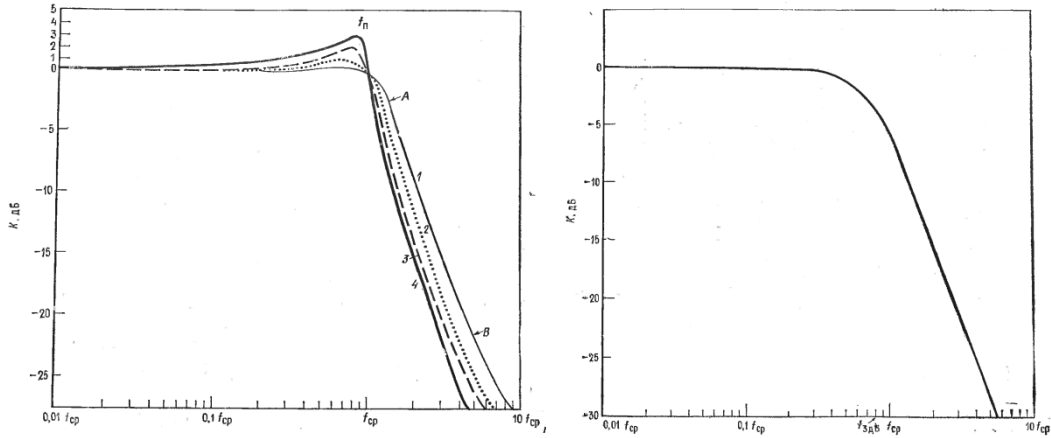
$$y = 20 \lg \varepsilon + 6(n - 1) + 20 n \lg(F / F_{зр}),$$

де  $0 < \varepsilon < 1$  — стала, що залежить від рівня пагорбів, а виділене — виграш у крутості перехідної ділянки. (Нагадуємо:  $n$  - це порядок фільтра). Для заданої крутості фільтр Чебишева має найменшу кількість полюсів (RC-кіл), ФЧХ нелінійна, тому він доцільний для неперервних сигналів. Відомо також фільтри: *параболічний* (із поліпшеною перехідною характеристикою) та *еліптичний* (із

## 6. Активний RC-фільтр (АРСФ)

крутою перехідною ділянкою АЧХ, але з великими пагорбами АЧХ у смугах як пропускання, так й затримування).

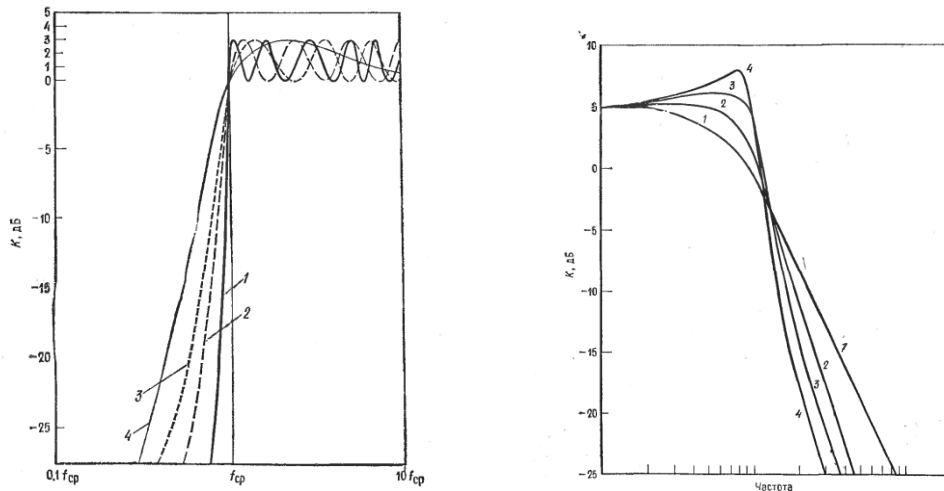
Наочне порівняння трьох апроксимацій АЧХ видно на **Рис.6.2, з.**



а) ФНЧ Баттерворта,  $n = 2$ , при різних нерівномірностях RC у смузі пропускання: 1 – RC= 0,5 дБ; 3 – RC= 2 дБ; 4 – RC= 3 дБ.

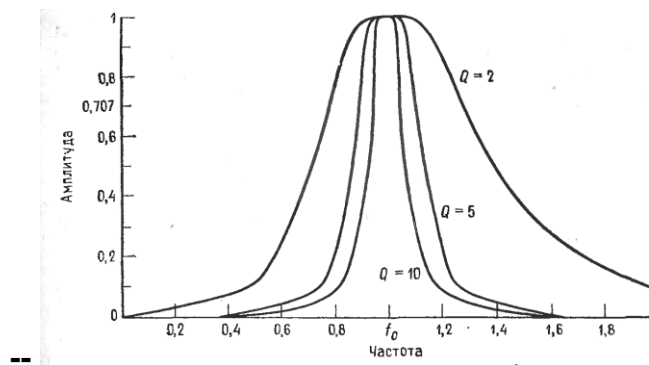
б) ФНЧ Бесселя, порядок  $n = 2$ .

**Рис. 6.2. Типи апроксимацій АЧХ активних RC-фільтрів**



в) ФВЧ Чебишева різних порядків  $n$ : 1-  $n=6$ ; 2-  $n=4$ ; 3-  $n=3$ ; 4-  $n=2$ ; При RC= 3 дБ.

г) ФНЧ при різних загасаннях  $\alpha$  та RC: 1 - Бесселя,  $\alpha = 1,7$ ; 2 - Баттерворта,  $\alpha = 1,4$ ; 3,4 - Чебишева, при RC= 1 і 3 дБ, відповідно.



д) вузькосмуговий RC-фільтр при різних добротностях  $Q = 1/\alpha$ .

## 6. Активний RC-фільтр (АРСФ)

**6.3. Каскадне з'єднання ланок фільтра** здійснюють, якщо потрібний порядок  $n$  фільтра вище другого. Фільтри непарних порядків компонують із вхідної ланки першого та  $(n - 1)/2$  ланок другого порядків, а парних — з  $n/2$  ланок другого порядку. Широкосмуговий фільтр ( $\Pi/0 > 0,5$ ) — це  $n$  ланок ФВЧ, які визначають НЧ межу, і  $n$  ланок ФНЧ, які визначають ВЧ межу АЧХ (Рис.6.3), причому ФВЧ і ФНЧ того самого порядку, що й задані для смугового фільтра (СФ).

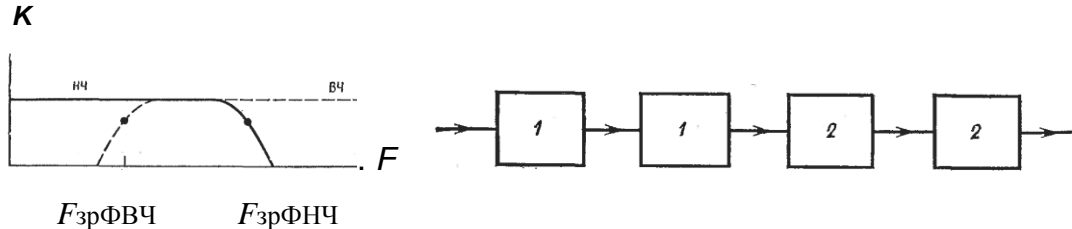


Рис. 6.3. АЧХ і структура широкосмугового фільтра: 1 – ланки ФВЧ; 2 – ланки ФНЧ

Ланки будують за однаковою схемою, але номінали елементів  $R, C$  різні, залежать від відношень частот зрізу фільтра та його ланки:  $F_{зр.ф}/F_{зр.л}$ . Щоб каскадне з'єднання ланок не звужувало СП, параметрам  $\alpha$  та  $k_{зр}$   $k$ -ї ланки надають певних значень.

Для режекторного фільтра каскадне (послідовне) з'єднання ланок ФВЧ та ФНЧ неприйнятне, оскільки в кожного з них нульова передача в смузі пропускання (СП) іншого, тому ФВЧ і ФНЧ вмикають паралельно через розв'язувальні кола (див. нижче, Рис.7.6).

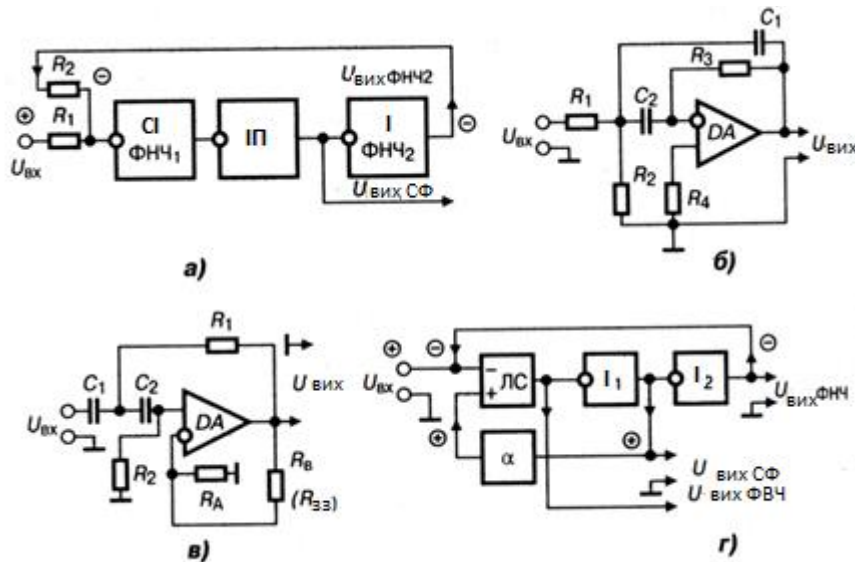


Рис. 6.4. Схеми активних RC-фільтрів по Л. Фолкенберрі:

- а - Структура Біквадратного (біквадного) фільтра;
- б - Смуговий вузькосмуговий фільтр з паралельним НЗЗ;
- в - Фільтр верхніх частот другого порядку Саллена і Кея  
(Для ФНЧ - резистори і конденсатори міняють місцями);
- г - Структура Універсального фільтра (ФНЧ, ФВЧ і ПФ - в одному).

#### 6.4. Схемотехніка активних фільтрів по Л. Фолкенберри [3,5]

Фільтри ВЧ, НЧ, смуговий фільтр (СФ) та режекторний фільтр (РФ) реалізують такими схемами.

##### 6.4.1. Біквадратний вузькосмуговий АФ

(Рис. 6.4,а) має неординарну сталість смуги пропускання внаслідок збільшення добротності ( $Q > 100$ ) смугового фільтра при зростанні частоти, дуже стабільний. Він містить три операційні підсилювачі: інтегратор-підсумовувач ІП (ФНЧ1), інвертуючий підсилювач ІП, інтегратор І (ФНЧ2). Принцип дії: ІП віднімає від  $U_{\text{вх}}$  сигнал  $U_{\text{вих}}$  (сигнали протифазні) з певною вагою ( $R_1, R_2$ ), причому  $F_{\text{зрФНЧ1}} > F_{\text{зрФНЧ2}}$ . На частотах  $F < F_{\text{зрФНЧ2}}$  обидва сигнали СІ скомпенсовано. На частотах  $F > F_{\text{зрФНЧ2}}$  малий сигнал  $U_{\text{вихФНЧ2}}$  вже не компенсує  $U_{\text{вх}}$ , і фільтр формує ненульовий сигнал  $U_{\text{вихСФ}}$ . При  $F > F_{\text{зрФНЧ1}}$  і вище АЧХ обох інтеграторів — ФНЧ послабляють вихідний сигнал. При  $R_1 = R_2$  коефіцієнт передачі в смузі пропускання (СП)  $K = -R_{33}/R_1$ , де  $R_{33}$  — опір резистора НЗЗ ФНЧ1 (цей резистор визначає добротність  $Q > 15$ ). Приклад АЧХ див (Рис. 6.2,а).

##### 6.4.2. АФ вузькосмуговий з паралельним НЗЗ

(Рис. 6.4,б) має  $Q < 10$ . Низькочастотну частину його повної АЧХ формують елементи  $R_1C_1$  (це пасивний ФВЧ, але він у колі зовнішнього ЗЗ інвертуючого ввімкнення ОП), а ВЧ частину —  $R_3C_2$  (це ФНЧ у колі ЗЗ). Такий ЗЗ визначає положення максимуму АЧХ (Рис. 6.2,а) поблизу резонансної частоти  $F_0$ . Резистор  $R_2$  — для вибору коефіцієнта передачі у смузі пропускання. Налаштування на резонансну частоту  $F_0$  здійснюють конденсаторами  $C_1, C_2$  одночасно, задане  $Q$  — зміненням відношення  $R_3/R_1$ . На базі цієї схеми шляхом виключення залишкових елементів одержують окремо ФНЧ и ФВЧ, але перших порядків.

##### 6.4.3. Фільтр другого порядку Саллена–Кея

(Рис. 6.4,в) містить на неінвертуючому вході два кола першого порядку —  $R_1C_1, R_2C_2$ . Для ФВЧ, як показано на схемі, вони диференціювальні, а для ФНЧ (не показано) — інтегрувальні (тобто  $C$  і  $R$  треба поміняти місцями). Коло НЗЗ  $R_A, R_B$  задає загасання  $\alpha$ , частоту зрізу  $F_{\text{зр}}$  настраюють сукупним зміненням  $C_1, C_2$  або  $R_1, R_2$ . Цей фільтр доцільний при  $Q > 15$ .

##### 6.4.4. Універсальний АФ (УАФ)

буває із заданим або із змінним підсиленням. Перший має три, другий — чотири ОП. Кожен УАФ є одночасно ФВЧ, ФНЧ, СФ (всі другого порядку), АЧХ смугового

## 6. Активний RC-фільтр (АРСФ)

фільтра (**Рис. 6.2,а**) формують ФВЧ і ФНЧ з однаковими апроксимаціями, а для Чебишевської апроксимації АЧХ — ще й з однаковими пагорбами. Переваги УАФ: стабільність, стійкість, мала чутливість  $S_{\alpha \leftarrow RC}$ ; велика добротність ( $Q \rightarrow 100$ ); малий взаємний вплив регулювань  $F_{зр}$  і  $Q$ . Вади: складність схем, підвищена вартість.

**Структура варіанта УАФ з одиничним  $K$**  (**Рис. 6.4, а**): лінійний суматор ЛС, інтегратори  $I_1$ ,  $I_2$ , регулятор коефіцієнта  $\alpha$ . Принципову схему такого УАФ показано на рис. 7.4.

**Структура УАФ з незалежною зміною коефіцієнтів  $K$  та  $\alpha$**  має додатковий ОП, який інвертуючим входом з'єднано з виходом  $I_2$ , а своїм виходом — з неінвертуючим входом ЛС. Принципову схему такого УАФ показано на рис. 7.5.

**Розглянемо спочатку роботу ФНЧ.** Сигнал  $U_{вих\ I1}$ , повернений у фазі з  $U_{вх}$  на неінвертуючий вхід лінійного суматора (ЛС), дозволяє колом  $\alpha$  регулювати частоту зрізу ФНЧ і одночасно компенсує протифазний вхідному сигнал НЧ  $U_{вих\ I2}$  (останній підведений до ЛС з іншою метою, для ФВЧ, див. нижче). Тому НЧ компоненти спектра вхідного сигналу  $U_{вхНЧ}$  після двох інтеграторів  $I_1$  та  $I_2$  надходять до виходу ФНЧ.

**Характеристика ФВЧ** формується шляхом додавання на інвертуючому вході суматора ЛС сигналів  $U_{вх}$  і  $U_{вих\ I2}$ . На низьких частотах  $F < F_{зр\ ФВЧ}$  є обидва ці сигнали, вони протифазні і скомпенсовані у пасивному суматорі (на вході). Якщо частоти зростають, то при  $F > F_{зр\ ФВЧ}$  сигналу на виході ФНЧ  $I_2$  немає,  $U_{вих\ I2} \rightarrow 0$ , і вхідний сигнал ВЧ безперешкодно надходить до виходу ФВЧ.

**Смуговий фільтр.** На виході смугового фільтра (СФ) діє інтеграл суми вихідних сигналів ФВЧ і ФНЧ  $I_2$ , які включені один за іншим послідовно і формують потрібну АЧХ.

Для створення **режекторного УАФ** сигнали  $U_{ФВЧ}$  та  $U_{ФНЧ}$  додають на вході п'ятого ОП (**Рис. 7.6,а**): у смузі перекриття протифазних сигналів ФВЧ і ФНЧ напруга  $U_{вих} = 0$ . У техніці такий фільтр звать фільтром-«пробкою».

### 6.5. Контрольні запитання для самоперевірки

6.1. Яка різниця в кількості схемотехнічних елементів між активними  $LC$  і  $RC$  фільтрами при реалізації потрібної АЧХ?

6.2. Назвіть переваги та недоліки АРСФ відносно активних  $LC$  фільтрів

6.3. Назвіть переваги та недоліки активних  $RC$  фільтрів відносно пасивних

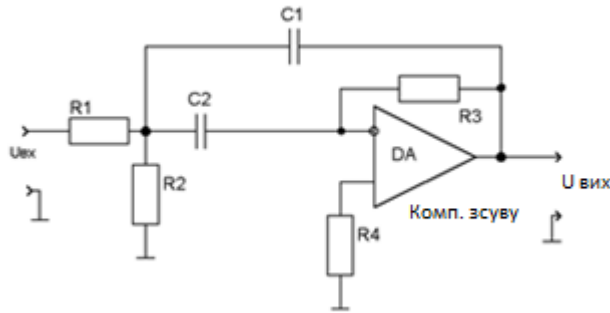
## 6. Активний RC-фільтр (АРСФ)

- 6.4. Що таке *полюс* АЧХ передаточної функції фільтра?
- 6.5. Що є *перехідна ділянка* АЧХ в теорії електричних фільтрів ?
- 6.6. Що є у теорії фільтрів *порядок  $n$*  фільтра ?
- 6.7. Що є у теорії фільтрів *частота зрізу АЧХ* поблизу полюсу?
- 6.8. Що є у теорії фільтрів *коефіцієнт зрізу АЧХ* поблизу полюсу?
- 6.9. Дайте визначення *чутливості*  $S_{a \leftarrow b}$  одного параметра  $a$  (слідство) до зміни другого  $b$  (причина) для АРСФ.
- 6.10. Чи підвищує підключення ОП порядок  $n$  пасивного RC фільтра ?
- 6.11. Які типи апроксимацій АЧХ (Чебишева, Баттерворта, Бесселя, параболічного тощо) прийнятні для аналогового оброблення *імпульсних* сигналів і чому ?
- 6.12. Що таке *перехідна характеристика* (ПХ) АРСФ ?
- 6.13. Якими властивостями має володіти ОП, щоб час встановлення і спаду імпульсу на виході ОП був мінімальним ?
- 6.14. Кожен тип АЧХ реалізують певною кількістю *полюсів*.— Поясніть
- 6.15. Якою небажаною ціною дістають *нахилу* АЧХ Чебишева *понад* 6 дБ/окт на один полюс ?
- 6.16. Для чого здійснюють *каскадне з'єднання ланок* АРСФ ?
- 6.17. Чи можливе *каскадне (послідовне) з'єднання ланок АРСФ* для формування заданих АЧХ вищих порядків при створенні ФНЧ, ФВЧ, широкосмугового та вузькосмугового фільтрів ?
- 6.18. Чи можливе *каскадне (послідовне) з'єднання ланок АРСФ* для формування АЧХ *режекторного* фільтра?
- 6.19. Як треба *з'єднувати ланки АРСФ між собою*, щоб одержати *режекторний* фільтр *високих порядків* ?
- 6.20. Як треба *з'єднувати ланки ФВЧ і ФНЧ АРСФ між собою*, щоб одержати *широкосмуговий* фільтр *високих порядків* ?
- 6.21. Скільки ОП містить *універсальний активний фільтр (УАРСФ)* другого порядку із *одиничним коефіцієнтом передачі* ?
- 6.22. Скільки ОП містить *універсальний активний фільтр (УАРСФ)* другого порядку із заданим ( $K > 1$ ) *коефіцієнтом передачі* ?
- 6.23. Якого порядку є фільтри, які показані на **Рис.6.2, б і в** ?
- 6.24. Яку *неординарну сталість* має *біквдратний вузькосмуговий* фільтр, показаний на **Рис.6.2, а** ?

7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі [3, 5]

7.1. Процедура розрахунку вузькосмугового активного фільтра з паралельним НЗЗ і максимальним підсиленням

Схему показано на **Рис. 7,1**. Виконаємо розрахунок спочатку без резистора R2, т.к. при цьому  $K_{\Pi}$  максимальний [1].



**Рис. 7,1. Смуговий фільтр з паралельним НЗЗ. Резистор R2 задає коефіцієнт передачі K в смузі пропускання.  $C1 = C2$ ,  $R1 = R2$ .**

(Для формування ФНЧ 1-го порядку видаляють R3 і C2. Для ФВЧ 1-го порядку видаляють R1 і C1).

1. Вибрати  $F1$ ,  $F2$ , і ОП, який має на цих частотах  $K > 2Q^2$ .
2. Для обраних  $F1$ ,  $F2$  знайти  $F_0$  і Q за формулами:  $F_0 = (F1 \cdot F2)^{0,5}$  і  $Q = F_0 / (F2 - F1)$ . Якщо виявиться  $Q > 15$ , то слід використовувати схему біквдратн або універсального фільтра. Якщо виявиться  $Q < 15$ , то можна слідувати далі.
3. Вибрати  $C = C1 = C2$  і знайти  $R1 = 1 / (2\pi F_0 Q C)$ ,  $R3 = 2Q / (2\pi F_0 C)$ .
4. Розрахувати  $K_{\Pi} = 2Q^2$ .

*Приклад.* Розрахувати такий фільтр для  $F1 = 4,5$  кГц,  $F2 = 5,5$  кГц.

Розрахунок. Частота  $F_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{4,5 \cdot 5,5} = 4,975$  кГц.  $Q = F_0 / (F2 - F1) = 4,975 / 1 = 4,975$ .

Виберемо  $C = C1 = C2 = 0,001$  мкФ,

Знаходимо  $R1 = 1 / (4\pi F_0 Q C) = 1 / (4\pi \cdot 4,975 \cdot 10^3 \cdot 4,975 \cdot 10^{-9}) = 3,215$  кОм,

$R3 = 2Q / (2\pi F_0 C) = 2 \cdot 4,975 / (2\pi \cdot 4,975 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}) = 318$  кОм.

## 7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі

Коефіцієнт передачі  $K_{\Pi} = 2Q^2 = 2 \cdot (4,975)^2 = 49,5$ .

На частоті 5 кГц практично будь-який ОП дасть  $K_{\Pi} > 50$ . Так що вибір ОП не критичний.

### 7.2. Процедура розрахунку вузькосмугового активного фільтра з паралельним НЗЗ і регулюванням $K$

Схему показано на **Рис. 7,1**. Виконаємо розрахунок з резистором  $R_2$ , т.к. при цьому  $K_{\Pi}$  можна регулювати.

1. Вибрати  $F_1$ ,  $F_2$ , і ОП, що має на цих частотах  $K_{\Pi} > 2Q^2$ .
2. Для обраних  $F_1$ ,  $F_2$  знайти  $F_0$  і  $Q$  за формулами:  $F_0 = (F_1 F_2)^{0,5}$  і  $Q = F_0 / (F_2 - F_1)$ .
3. Якщо виявиться  $Q < 15$ , вибрати бажане значення  $K_{\Pi}$ . Вибір обмежений умовою  $K_{\Pi} \leq 2Q^2$ .
4. Вибрати  $C = C_1 = C_2$  і знайти  $R_1 = Q / (2\pi F_0 K_{\Pi} C)$ ,  $R_2 = Q / [2\pi F_0 C (2Q^2 - K_{\Pi})]$ ,  $R_3 = 2Q / (2\pi F_0 C)$ .
5. Перевірити значення  $K_{\Pi} = R_3 / (2 R_1)$ .

Налаштування: 1. Частота  $F_0$  - резисторами  $R_1$  і  $R_2$  або конденсаторами  $C_1$  і  $C_2$ .

2. Добротність  $Q$  - зміною відношення  $R_3 / R_1$ , причому добуток  $R_3 R_1$  повинен не змінитися.

3.  $K_{\Pi}$  - зміною  $R_2$ .

*Приклад.* Розрахувати такий фільтр для  $F_1 = 760$  Гц,  $F_2 = 890$  Гц,  $K_{\Pi} = 10$ .

Оскільки значення  $K_{\Pi}$  задається, треба використовувати схему з резистором  $R_2$ .

Розрахунок. Частота  $F_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{760 \cdot 890} = 822,4$  Гц.

Добротність  $Q = 822,4 / (890 - 760) = 822,4 / 130 = 6,33$ .

Виберемо  $C = C_1 = C_2 = 0,0047$  мкФ, знаходимо

$R_1 = Q / (2\pi F_0 K_{\Pi} C) = 6,33 / (2\pi \cdot 822,4 \cdot 10 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}) = 26$  кОм.

$R_2 = Q / [2\pi F_0 C (2Q^2 - K_{\Pi})] = 6,33 / [2\pi \cdot 822,4 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} (2 \cdot 6,33^2 - 10)] = 3,7$  кОм.

## 7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі

$$R_3 = 2Q / (2\pi F_0 C) = 2 \cdot 6,33 / (2\pi \cdot 822,4 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9}) = 521 \text{ кОм.}$$

Перевіримо значення  $K_{\Pi} = R_3 / (2 R_1) = 521 / (2 \cdot 26) = 10$ . Якби воно виявилось менше необхідного, то потрібно трохи збільшити  $R_3$  або зменшити  $R_1$ .

### 7.3. Процедура розрахунку біквдратного вузькосмугового активного фільтра

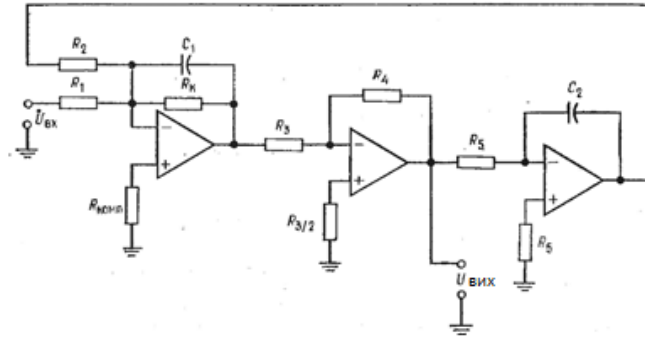


Рис. 7.2. Біквдратний вузькосмуговий фільтр.

1. Вибрати  $F_{\text{н}}$ ,  $F_{\text{в}}$ , коефіцієнт передачі  $K_{\Pi}$  в смузі пропускання. Обчислити  $F_0 = (F_1 F_2)^{0,5}$ ,  $Q$ .
2. Обчислити параметр  $G = Q / K_{\Pi}$ .
3. Задавши прийнятні значення  $C$ , обчислити  $R_1 = G / (2\pi F_0 C)$ ,  $R_k = Q / (2\pi F_0 C)$ .
4. Приймав  $R = R_2 = R_3 = R_4 = R_5$ , обчислити значення  $R = 1 / (2\pi F_0 C)$

*Настройка:*  $F_0$  — резистором  $R_2$ , добротність  $Q$  — резистором  $R_k$ , коэф. передачі  $K_{\Pi}$  — резистором  $R_1$ .

*Приклад.* Розрахувати біквдратний смуговий АРСФ:  $F_{\text{н}} = 97$  Гц,  $F_{\text{в}} = 102$  Гц, коэф.  $K_{\Pi} = 10$ .

*Розрахунок.* Частота  $F_0 = \sqrt{F_{\text{н}} F_{\text{в}}} = \sqrt{97 \cdot 102} = 99,47$  Гц. Добротність  $Q = F_0 / (F_{\text{в}} - F_{\text{н}}) = 99,47 / 5 = 19,9$ .

Параметр  $G = Q / K_{\Pi} = 19,9 / 10 = 1,99$ .

Покладемо  $C = C_1 = C_2 = 0,047$  мкФ, обчислимо

$R_1 = 1,99 / (2\pi \cdot 99,47 \cdot 0,047 \cdot 10^{-6}) = 67,7$  кОм,  $R_k = 19,9 / (2\pi \cdot 99,47 \cdot 0,047 \cdot 10^{-6}) = 677$  кОм.

$R = 1 / (2\pi \cdot 99,47 \cdot 0,047 \cdot 10^{-6}) = 34$  кОм.

Для забезпечення балансу за струмами зміщення ОП покладемо опір резистора на неінвертуючому вході ОП рівним  $R_3 \parallel R_4$ , тобто.  $R_3 / 2 = 34 / 2 = 17$  кОм.

Обчислимо  $R_{\text{комп}} = R_k \parallel R_1 \parallel R_2 = 677 \parallel 67,7 \parallel 34 = 21,88 \approx 22$  кОм.

**7.4. Рекомендації до проектування багатоланкових активних RC-фільтрів.**

Каскадне з'єднання ланок фільтра здійснюють, якщо потрібен порядок  $n$  фільтра вище другого. Фільтри непарних порядків компонують з однієї вхідної ланки першого порядку плюс відсутня кількість ланок другого порядку, а фільтри парних порядків - з  $n / 2$  ланок другого порядку.

Нагадаємо необхідні визначення.

Коефіцієнт зрізу АЧХ в околиці полюса,  $k_{зр}$  - відношення частот зрізу фільтра і його ланки (або навпаки), - постійна величина для обраних даних: порядку  $n$ , номера ланки  $N$ , апроксимації АЧХ і нерівномірності в смузі пропускання. Конкретну формулу для  $k_{зр}$  приведено у кожній з розрахункових таблиць 7.2 – 7.7.

Порядок фільтра - це кількість полюсів його АЧХ або пасивних RC-ланцюгів першого порядку, з крутизною перехідної ділянки АЧХ 6 дБ / окт. Конкретно, якщо уважно роздивитись таблиці 7.1...7.7, що розташована нижче, то згідно з цими таблицями Л. Фолкенберрі :

- для одноланкового ФНЧ другого порядку  $k_{зр \text{ ФНЧ } (2)} = F_{зр.ф} / F_{зр.л}$  - для

однозвенного ФВЧ другого порядку  $k_{зр \text{ ФВЧ } (2)} = F_{зр.л} / F_{зр.ф}$ ;

- для багатоланкових ФНЧ порядку вище другого  $k_{зр \text{ ФНЧ } (n > 2)} = F_{зр.л} / F_{зр.ф}$ ;

- для багатоланкових ФВЧ порядку вище другого  $k_{зр \text{ ФВЧ } (n > 2)} = F_{зр.ф} / F_{зр.л}$ .

Аналіз численних даних таблиць параметрів показує наступне.

Для фільтрів Чебишева  $F_{зр \text{ ФВЧ } (2)} < F_{зр.л (2)} < F_{зр \text{ ФНЧ } (2)}$ ,

Бесселя  $F_{зр \text{ ФВЧ } (2)} > F_{зр.л (2)} > F_{зр \text{ ФНЧ } (2)}$ ,

Баттерворта  $F_{зр.л (2)} = F_{зр.ф (2)}$ , отже, для фільтра Баттерворта завжди  $k_{зр} = 1$ .

Нагадуємо: рекомендації щодо компонування складних фільтрів див. розд. 6.3.

**7.4.1. Параметри однокаскадних фільтрів другого порядку (на одному операційному підсилювачі)****Таблиця 7.1 Порядок фільтра  $n=2$** 

Апроксимація АЧХ фільтра	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр} = F_{зр.ф} / F_{зр.л}$
Баттерворта, $M = 0$ дБ	1,414	1,00
Бесселя, $M = 0$ дБ	1,732	0,785
<b>Чебишева:</b>		
нерівномірність $M = 0,5$ дБ	1,578	1,390
нерівномірність $M = 1$ дБ	1,059	1,218
нерівномірність $M = 2$ дБ	0,886	1,074
нерівномірність $M = 3$ дБ	0,706	1,000

## 7.4.2. Параметри багатокаскадних фільтрів

**Nota bene** У фільтрів непарного порядку перша ланка - першого порядку!

**Таблиця 7.2. Фільтр Баттерворта** (АЧХ гладка – нерівномірність у смузі пропускання

$M = 0$  дБ): Для ФВЧ  $k_{зр} = F_{зр.ф} / F_{зр.л}$ , Для ФНЧ  $k_{зр} = F_{зр.л} / F_{зр.ф}$ .

Порядок фільтра $n$	Перша ланка		Друга ланка		Третя ланка		Четверта ланка	
	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$
2	1,414	1	—	—	—	—	—	—
3	1,00	1	1,00	1	—	—	—	—
4	1,848	1	0,765	1	—	—	—	—
5	1,00	1	1,818	1	0,618	1	—	—
6	1,932	1	1,414	1	0,518	1	—	—
7	1,00	1	1,802	1	1,427	1	0,445	1
8	1,962	1	1,663	1	1,111	1	0,390	1

**Таблиця 7.3. Фільтр Чебишева**, нерівномірність у смузі пропускання  $M = 0,5$  дБ:

Для ФВЧ  $k_{зр} = F_{зр.ф} / F_{зр.л}$ . Для ФНЧ  $k_{зр} = F_{зр.л} / F_{зр.ф}$ .

**Nota bene!** У фільтрів непарного порядку перша ланка - першого порядку!

Порядок фільтра $n$	Перша ланка		Друга ланка		Третя ланка		Четверта ланка	
	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$
3	1	0,626	0,586	1,069	—	—	—	—
4	1,418	0,597	0,340	1,031	—	—	—	—
5	1	0,362	0,849	0,690	0,220	1,018	—	—
6	1,463	0,396	0,552	0,768	0,154	1,011	—	—
7	1	0,256	0,916	0,504	0,388	0,823	0,113	1,008
8	1,478	0,296	0,621	0,599	0,288	0,861	0,087	1,006

**Таблиця 7.4. Фільтр Чебишева**. Нерівномірність у смузі пропускання  $M = 1$  дБ:

Для ФВЧ  $k_{зр} = F_{зр.ф} / F_{зр.л}$ . Для ФНЧ  $k_{зр} = F_{зр.л} / F_{зр.ф}$ .

Порядок фільтра $n$	Перша ланка		Друга ланка		Третя ланка		Четверта ланка	
	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$
3	1	0,494	0,496	0,997	—	—	—	—
4	1,275	0,529	0,281	0,993	—	—	—	—
5	1	0,289	0,715	0,655	0,180	0,994	—	—
6	1,314	0,353	0,455	0,747	0,125	0,995	—	—
7	1	0,205	0,771	0,480	0,317	0,803	0,092	0,996
8	1,328	0,265	0,511	0,584	0,234	0,851	0,702	0,997

7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі

**Таблиця 7.5. Фільтр Чебишева, нерівномірність у смузі пропускання  $M = 2$  дБ:**

Для ФВЧ  $k_{зр} = F_{зр.ф} / F_{зр.л}$ . Для ФНЧ  $k_{зр} = F_{зр.л} / F_{зр.ф}$ .

Порядок фільтра $n$	Перша ланка		Друга ланка		Третя ланка		Четверта ланка	
	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$
3	1	0,369	0,392	0,941	—	—	—	—
4	1,076	0,471	0,218	0,964	—	—	—	—
5	1	0,218	0,563	0,627	0,138	0,976	—	—
6	1,109	0,316	0,352	0,730	0,096	0,983	—	—
7	1	0,155	0,607	0,461	0,243	0,797	0,070	0,987
8	1,206	0,238	0,395	0,572	0,179	0,842	0,054	0,990

**Таблиця 7.6. Фільтр Чебишева, нерівномірність у смузі пропускання  $M = 3$  дБ:**

Для ФВЧ  $k_{зр} = F_{зр.ф} / F_{зр.л}$ . Для ФНЧ  $k_{зр} = F_{зр.л} / F_{зр.ф}$ .

Порядок фільтра $n$	Перша ланка		Друга ланка		Третя ланка		Четверта ланка	
	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$
3	1	0,299	0,326	0,916	—	—	—	—
4	0,929	0,443	0,179	0,950	—	—	—	—
5	1	0,178	0,468	0,614	0,113	0,967	—	—
6	0,958	0,298	0,289	0,722	0,078	0,977	—	—
7	1	0,126	0,504	0,452	0,199	0,792	0,057	0,983
8	0,967	0,224	0,325	0,566	0,147	0,839	0,044	0,987

**Nota bene!** У фільтрів непарного порядку перша ланка - першого порядку!

**Таблиця 7.7. Фільтр Бесселя (АЧХ гладка – нерівномірність у смузі пропускання**

$M = 0$  дБ): Для ФВЧ  $k_{зр} = F_{зр.ф} / F_{зр.л}$ . Для ФНЧ  $k_{зр} = F_{зр.л} / F_{зр.ф}$ .

Порядок фільтра $n$	Перша ланка		Друга ланка		Третя ланка		Четверта ланка	
	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$	$a$	Коеф. зрізу $k_{зр}$
3	1	2,322	1,447	2,483	—	—	—	—
4	1,916	2,067	1,241	1,624	—	—	—	—
5	1	3,647	1,775	2,874	1,091	2,711	—	—
6	1,959	2,872	1,636	3,867	0,977	3,722	—	—
7	1	4,972	1,878	3,562	1,513	5,004	0,888	4,709
8	1,976	3,701	1,787	4,389	1,407	0,637	0,816	5,680

### 7.5. Процедура розрахунку компонентів багатоланкового активного фільтра Саллена & Кея шостого порядку

**Приклад.** Побудувати ФВЧ Чебишева 6-го порядку з нерівномірністю в межах смуги пропускання (амплітудою зубців)  $\nu = 3\text{дБ}$ , з частотою зрізу  $F_{\text{зр.ф.}} = 1000\text{ Гц}$  і коеф. передачі  $K_{\text{п}} = 10$ .

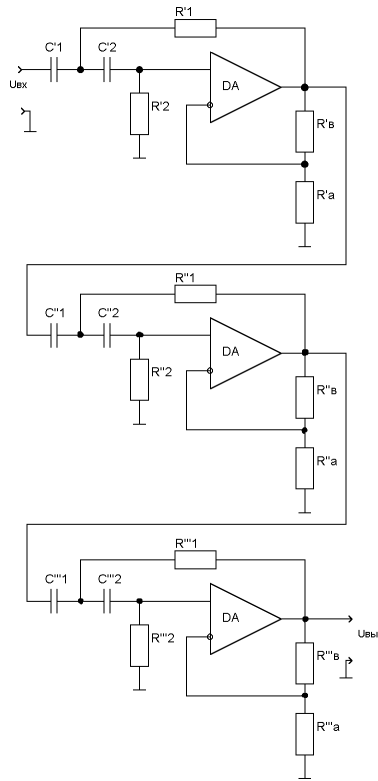


Рис.7.3. ФВЧ Саллена і Кея 6-го порядку три ланки 2-го порядку.

Розрахунок. Схемотехніка трьох каскадів (ланок 2-го порядку) однакова, відмінності - в номіналах елементів ланок, тому що у фільтрів Чебишева  $F_{\text{зр.ф.}}$  завжди не дорівнює  $F_{\text{зр.л.}}$ . Тому значення коефіцієнтів зрізу  $K_{\text{зр}}$  і загасання  $\alpha$  різні.

У табл.7.8 для АРСФ Чебишева 6-го порядку беремо значення основних параметрів

**Таблиця 7.8**

№ ланки	Коеф. загасання $\alpha$	$K_{\text{зр}} = F_{\text{зр.ф.}} / F_{\text{зр.л}}$
Ланка 1	0,958	0,298
Ланка 2	0,289	0,722
Ланка 3	0,078	0,977

## 7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі

Ланка 1.  $F_{зр.л.1} = F_{зр.ф.} / k_{зр.л.1} = 1000 / 0,298 = 3356$  Гц.

Поклавши  $R = R_1 = R_2 = R_A$ ,  $C = C_1 = C_2 = 0,01$  мкФ, обчислюємо

$$R = 1 / (2\pi F_{зр.л.1} C) = 1 / (6,28 \cdot 3356 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}) = 4,74 \text{ кОм.}$$

$$R_B = (2 - \alpha_1) R_A = (2 - 0,958) 4,74 = 4,939 \text{ кОм.}$$

$$K_{П1} = (1 + R_B / R_A) = (1 + 4,939 / 4,74) = 2,04. .$$

Ланка 2.  $F_{зр.л.2} = F_{зр.ф.} / k_{зр.л.2} = 1000 / 0,722 = 1385$  Гц.

Поклавши  $R = R_1 = R_2 = R_A$ ,  $C = C_1 = C_2 = 0,01$  мкФ, обчислюємо

$$R = 1 / (2\pi F_{зр.л.2} C) = 1 / (6,28 \cdot 1385 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}) = 11,49 \text{ кОм.}$$

$$R_B = (2 - \alpha_2) R_A = (2 - 0,289) 11,49 = 19,66 \text{ кОм.}$$

$$K_{П2} = (1 + R_B / R_A) = (1 + 19,66 / 11,49) = 2,7.$$

Ланка 3.  $F_{зр.л.3} = F_{зр.ф.} / k_{зр.л.3} = 1000 / 0,977 = 1024$  Гц.

Поклавши  $R = R_1 = R_2 = R_A$ ,  $C = C_1 = C_2 = 0,01$  мкФ, обчислюємо

$$R = 1 / (2\pi F_{зр.л.3} C) = 1 / (6,28 \cdot 1024 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}) = 15,55 \text{ кОм.}$$

$$R_B = (2 - \alpha_3) R_A = (2 - 0,078) 15,55 = 29,89 \text{ кОм.}$$

$$K_{П3} = (1 + R_B / R_A) = (1 + 29,89 / 15,55) = 2,92.$$

Повный коефіцієнт передачі фільтра  $K_{П.ф} = K_{П1} K_{П2} K_{П3} = 2,04 \cdot 2,7 \cdot 2,92 = 16$ .

Таке значення досягається на вершинах зубців АЧХ, амплітуда (розмах) яких складає 3 дБ.

Настроювання: Розмах зубців встановлюють резистором  $R_B$  третього каскаду.

Частоту зрізу фільтра  $F_{зр.ф}$  — резисторами  $R_1$ ,  $R_2$  першого каскаду.

### 7.6. Процедура розрахунку компонентів універсального активного фільтра (УАФ)

#### 7.6.1. Розрахунок ФНЧ або ФВЧ 2-го порядку на УАФ з одиничним підсиленням (Рис.7.4)

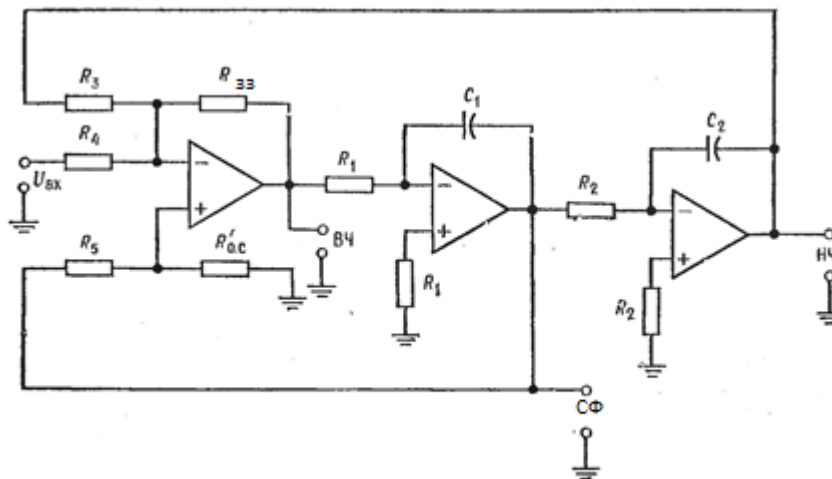


Рис. 7.4. Універсальний фільтр з одиничним коефіцієнтом передачі ( $K = 1$ )

## 7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі

1. Вибрати частоту зрізу  $F_{зр.ф}$  фільтра 2-го порядку з одиничним коефіцієнтом передачі ( $K_{\Gamma}=1$ ).
2. З таблиць виписати  $k_{зр.фНЧ(2)}$  або  $k_{зр.фВЧ(2)}$ . Якщо  $k_{зр} \neq 1$ , обчислити  $F_{зр.л}$   
— для одноланкових ФНЧ другого порядку  $F_{зр.л} = F_{зр.ф} / k_{зр.фНЧ(2)}$ ;  
— для одноланкових ФВЧ другого порядку  $F_{зр.л} = F_{зр.ф} \cdot k_{зр.фВЧ(2)}$ ;
3. Задавши прийнятні значення  $C = C_1 = C_2$ , обчислити однакові опори усіх резисторів  $R = 1 / (2\pi F_{зр.л} C)$ , крім  $R_5$ .
4. З таблиць виписати значення коефіцієнта загасання  $\alpha$ , відповідне обраної апроксимації фільтра, і обчислити опір резистора  $R_5 = R'_{OC} (3/\alpha - 1)$ .

*Настроювання:* частота  $F_{зр}$  — резисторами  $R_1$  і  $R_2$  або  $C_1$  і  $C_2$ , загасання  $\alpha$  — резистором  $R'_{OC}$ .

**Приклад.** Побудувати ФНЧ Чебишева 2-го порядку з нерівномірністю в межах смуги пропускання (амплітудою зубців)  $\nu = 2$ дБ, з частотою зрізу  $F_{зр.ф.-2} = 12$  кГц і коефіцієнті  $K_{\Gamma}=1$ .

Розрахунок. З таблиць знайдемо  $k_{зр.фНЧ(2)} = 1,074$ , звідки  $F_{зр.л} = 12 / 1,074 = 11,174$  кГц.

Поклавши  $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_{OC} = R'_{OC}$  і  $C = C_1 = C_2 = 0,001$  мкФ, обчислюємо

$$R = 1 / (6,28 \cdot 11,174 \cdot 10^{-9}) = 14,2 \text{ кОм.}$$

З таблиць знаходимо  $\alpha = 0,886$ , значить  $R_5 = 14,2(3 / 0,886 - 1) = 33,4$  кОм.

ФВЧ и ФНЧ розраховуються однаково і позначення елементів збігаються, але схеми при цьому різні: конденсатори і резистори міняють місцями.

### 7.6.2. Розрахунок вузькосмугового на УАФ з одиничним підсиленням

(той же **Рис.7.4**)

1. Вибрати  $F_{н}$ ,  $F_{в}$ , коефіцієнт передачі  $K_{\Gamma} = Q$  в смугі пропускання.

Обчислити  $F_0$ ,  $Q$ .

2. Задавши прийнятні значення  $C$ , обчислити

$$R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_{33} = R'_{33}$$
$$R = 1 / (2\pi_0 C).$$

3. Обчислити  $R_5 = R'_{33}(3Q - 1)$ .

*Настроювання:*  $F_0$  — резисторами  $R_1$  і  $R_2$  або  $C_1$  і  $C_2$ , добротність  $Q$  — резистором  $R'_{OC}$ .

## 7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі

**Приклад.** Розрахувати універсальний смуговий АРСФ:  $F_H = 940$  Гц,  $F_B = 1000$  Гц.

*Розрахунок.*

Частота  $F_0 = \sqrt{F_H F_B} = \sqrt{940 \cdot 1000} = 969,5$  Гц.  $Q = F_0 / (F_B - F_H) = 969,5 / 60 \approx 16,2$ .

Покладемо  $C = C_1 = C_2 = 0,033$  мкФ, обчислимо  $R = 1 / (6,28 \cdot 969,5 \cdot 3,3 \cdot 10^{-8}) = 4,97$  кОм,  $R_5 = 4,97(3 \cdot 16,2 - 1) = 240$  кОм. Коефіцієнт передачі в смузі пропускання  $K_{\Gamma} = Q = 16,2$ .

### 7.6.3.. Розрахунок ФНЧ і ФВЧ на УАФ із заданим коефіцієнтом підсилення (Рис. 7.5)

1. Вибрати частоту зрізу фільтра 2-го порядку  $F_{зр.ф}$  з коефіцієнтом передачі  $K_{\Gamma} \neq 1$ .
2. З таблиць виписати  $k_{зр.фНЧ(2)}$  або  $k_{зр.фВЧ(2)}$ . Якщо  $k_{зр} \neq 1$ , обчислити  $F_{зр.л}$ .
  - для одноланкових ФНЧ другого порядку  $F_{зр.л} = F_{зр.ф} / k_{зр.фНЧ(2)}$ ;
  - для одноланкових ФВЧ другого порядку  $F_{зр.л} = F_{зр.ф} k_{зр.фВЧ(2)}$ ;
3. Задавши прийнятні значення  $C = C_1 = C_2$ , обчислити однакові опори усіх резисторів  $R = 1 / (2\pi F_{зр.л} C)$ , крім  $R_4$  і  $R_B$ .
4. Обчислити опір резистора  $R_4 = R_{OC} / K_{\Gamma}$ .
5. З таблиць виписати значення коефіцієнта загасання  $\alpha$ , відповідне обраної апроксимації фільтра, і знайти значення  $R_B = \alpha R_A$ .

*Настройка:* змінення частоти  $F_{зр}$  — резисторами  $R_1$  і  $R_2$  або  $C_1$  і  $C_2$ .

Коефіцієнт  $K_{\Gamma}$  — резистором  $R_4$ , коефіцієнт загасання  $\alpha$  — резисторами  $R_A$  або  $R_B$ .

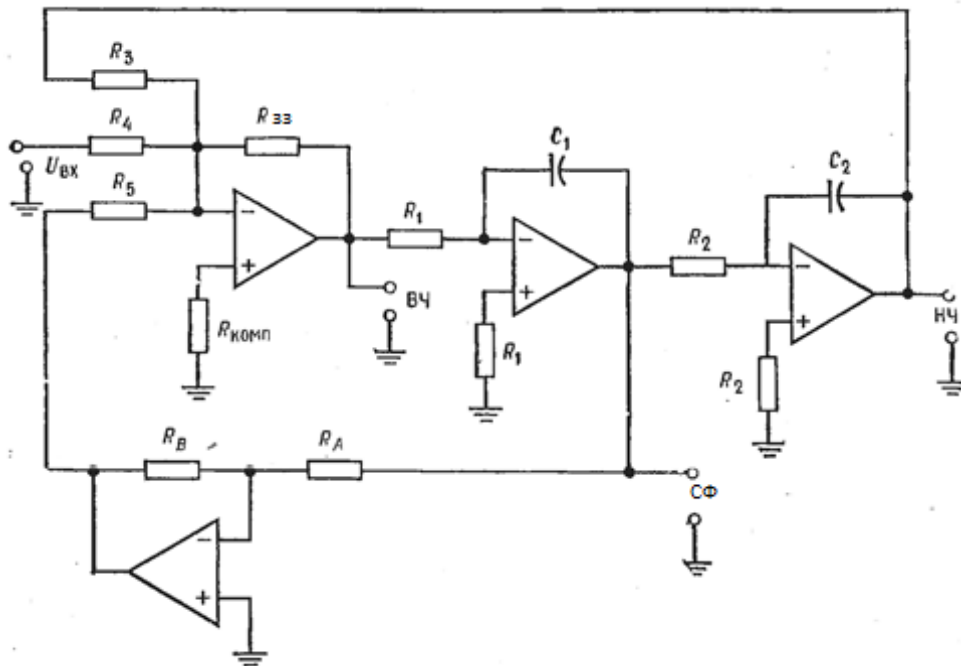


Рис. 7.5 Універсальний фільтр із заданим коефіцієнтом передачі ( $K > 1$ ).

**Приклад.** Розрахувати універсальний ФВЧ 2-го порядку, з апроксимацією АЧХ по Баттерворту,  $F_{зр.ф} = 1500$  Гц,  $K_{\Gamma} = 5$ .

*Розрахунок.* З таблиць для фільтра Баттерворта маємо:

$$k_{зр.фВЧ(2)} = 1, \quad \alpha = 1,414.$$

Поклавши  $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = R_{33}$ , а  $C = C_1 = C_2 = 0,068$  мкФ, обчислюємо

$$R = 1 / (6,28 \cdot 1500 \cdot 6,8 \cdot 10^{-8}) = 15,6 \text{ кОм.}$$

Опір резистора  $R_4 = 15,6 / 5 \approx 3$  кОм.  $R_B = 1,414 \cdot 15,6 \approx 22$  кОм.

Опір резистора  $R_{комп} = R_3 \parallel R_5 \parallel R_{33} \parallel R_4 = 15,6 \parallel 15,6 \parallel 15,6 \parallel 3 \approx 1,9$  кОм.

#### 7.6. 4. Розрахунок вузькосмугового фільтра на УАФ із заданим $K_{\Gamma}$

(той же рис. 7.5)

1. Вибрати  $F_H$ ,  $F_B$ , коефіцієнт передачі  $K_{\Gamma}$  в смузі пропускання. Обчислити  $F_0$ ,  $Q$ .

2. Задавши прийнятні значення  $C = C_1 = C_2$ , обчислити

$$R = R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = R_{33} = R_A = 1 / (2\pi_0 C).$$

3. Обчислити параметр  $G = K_{\Gamma} / Q$ .

4. Обчислити  $R_4 = R_{OC} / G$ .

5. Обчислити  $R_B = R_A / Q$ .

*Настройка:* Частота  $F_0$  — резисторами  $R_1$ ,  $R_2$ , добротність  $Q$  — резисторами  $R_A$ ,  $R_B$ , коефіцієнт передачі  $K_{\Gamma}$  — резистором  $R_4$ .

**Приклад.** Розрахувати універсальний смуговий АРСФ:  $F_H = 2,2$  кГц,  $F_B = 2,3$  кГц, коефіцієнт підсилення в смузі пропускання  $K_{\Gamma} = 10$ .

*Розрахунок.* Ча  $F$  стота  $F_0 = \sqrt{F_H F_B} = \sqrt{2,2 \cdot 2,3} = 2,249$  кГц.

Добротність  $Q = F_0 / (F_B - F_H) = 2,249 / 2,3 - 2,2 = 22,5$ .

Покладемо ємність  $C = C_1 = C_2 = 0,0033$  мкФ, обчислимо

$$R = 1 / (6,28 \cdot 2,249 \cdot 3,3 \cdot 10^{-9}) = 21,45 \text{ кОм.}$$

Параметр  $G = K_{\Gamma} / Q = 10 / 22,5 = 0,444$ ;  $R_4 = 21,45 / 0,444 = 48,3$  кОм;  $R_B = 21,45 / 22,5 = 953$  Ом;

Резистор  $R_{комп} = R_3 \parallel R_5 \parallel R_{33} \parallel R_4 = 21,45 \parallel 21,45 \parallel 21,45 \parallel 48,3 \approx 6$  кОм.

Для створення режекторного (РФ) універсального фільтра зі смугою режекції

$F_{H1} \dots F_{B2}$  сигнали з двох виходів одного УАФ -  $U_{вих}$  ФНЧ з частотою зрізу

$F_{H1}$  і  $U_{вих}$  ФВЧ з частотою зрізу  $F_{B2}$  підсумовують на вході п'ятого ОП (**Рис.7.6,а**).

## 7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі

При цьому в смузі частот сигналів від  $F_{зрфНЧ}$  до  $F_{зрфВЧ}$  напруга  $U_{вих} = 0$ , що й забезпечує «вирізання» частини спектра сигналу (**Рис.7.6,б** - графік АЧХ).

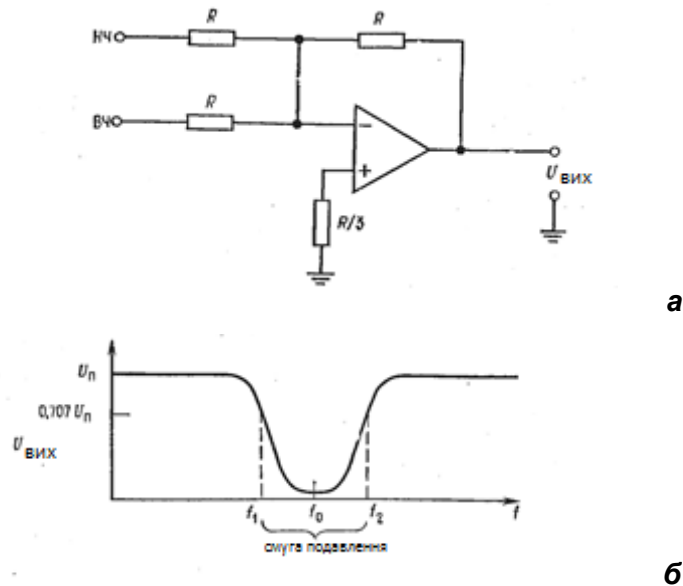


Рис. 7.6. а - Підсилювач-суматор для застосування універсального фільтра в режимі режекторного фільтра-пробки; б - його АЧХ

### 7.6.5. Процедура та приклад розрахунку багатоланкового активного універсального фільтра п'ятого порядку

Завдання

Побудувати ФНЧ *пятого порядку*, з Чебишевською апроксимацією АЧХ при нерівномірності АЧХ 3 дБ, який має коефіцієнт передачі в смузі пропускання  $K_{п} = 10$ , частоту зрізу  $F_{-3} = F_{зр.ф.} = 750$  Гц і володіє високою стабільністю.

Для забезпечення гарної стабільності – у якості окремих ланок-каскадів слід використовувати універсальні активні ланки другого порядку, як на **Рис.7.5**. Фільтр повинен містити три каскади-ланки. Перша ланка - першого порядку (напр., **Рис.7.7,б**) і дві наступні ланки другого порядку.

Необхідна структура показана на **Рис.7.8**.

Розрахунок.

З табл. **8.6** знайдемо значення коефіцієнта  $\alpha$  — загасання ланок, і коефіцієнт зрізу  $k_{зр} = F_{зр.л.} / F_{зр.ф.}$ .

**Каскад 1** першого порядку (**Рис.7.7,б**):  $\alpha_1 = 1$ ,  $k_{зр(ФНЧ1)} = 0,178$ , тоді  $F_{зр.л.1} = F_{зр.ф.} \cdot k_{зр} = 750 \cdot 0,178 = 133,5$  Гц.

**Каскад 2**:  $\alpha_2 = 0,468$ ,  $k_{зр(ФНЧ2)} = 0,614$ , и  $F_{зр.л.2} = F_{зр.ф.} \cdot k_{зр} = 750 \cdot 0,614 = 460,5$  Гц.

**Каскад 3**:  $\alpha_3 = 0,113$ ,  $k_{зр(ФНЧ3)} = 0,967$ ,  $F_{зр.л.3} = F_{зр.ф.} \cdot k_{зр} = 750 \cdot 0,967 = 725,25$  Гц.

Електричну принципову схему фільтра показано на **Рис.7.8**. кадумі

## 7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі

Розрахуємо значення номіналів елементів.

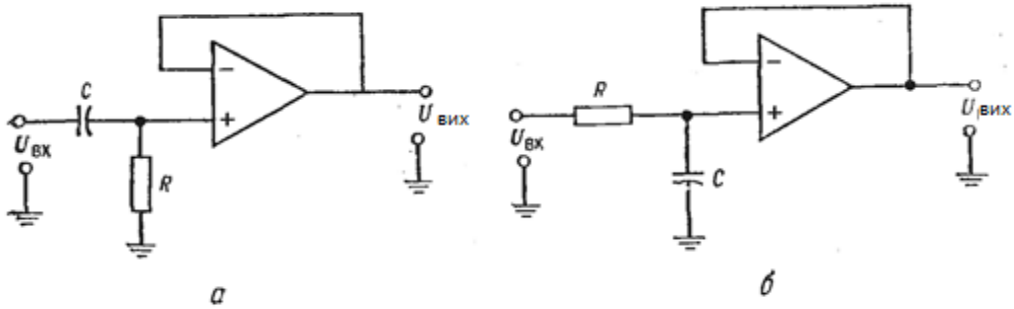


Рис.7.7. Ланки фільтрів першого порядку: а – ФВЧ, б - ФНЧ

**Перший каскад першого порядку.** Крутизна спаду АЧХ 6 дБ / окт з підвищенням частоти.

Покладемо прийнятне значення ємностей конденсаторів  $C = 0,01$  мкФ і знайдемо

$$R = 1/(2\pi F_{зр.л.1} C) = 10^6/(6,28 \cdot 133,5 \cdot 10^{-2}) = 119,3 \text{ кОм.}$$

Заданий на весь фільтр коефіцієнт передачі  $K_{\Pi} = 10$  розподілимо порівну між каскадами 2 і 3. Маємо:  $K_{\Pi 2} = K_{\Pi 3} = 10^{0,5} = 3,16$ .

**Другий каскад другого порядку.** Крутизна спаду АЧХ ФНЧ 12 дБ/окт з підвищенням частоти.

Покладемо також  $C_1 = C_2 = 0,01$  мкФ і знайдемо

$$R_2 = R_{21} = R_{22} = R_{32} = R_{52} = R_{332} = R_{A2}.$$

$$R_2 = 1/(2\pi F_{зр.л.2} \cdot C) = 10^6/(6,28 \cdot 460,5 \cdot 10^{-2}) = 34,6 \text{ кОм.}$$

Обчислимо  $R_{42} = R_{332}/K_{\Pi 2} = 34,6 / 3,16 = 10,95$  кОм.

Знайдемо  $R_{B2} = \alpha_2 R_{A2} = 0,468 \cdot 34,6 = 16,2$  кОм.

Обчислимо  $R_{\text{комп}2}$  як паралельне з'єднання чотирьох функціональних резисторів:

$$R_{\text{комп}2} = R_{42} \parallel R_{32} \parallel R_{52} \parallel R_{332} = 5,62 \text{ кОм.}$$

Шкідливу напругу «зсуву» двох інвертуючих ОП слід зменшити включенням додаткового резистора

$$R'_{\text{комп}2} = R_{B2} \parallel R_{A2} = 16,2 \parallel 34,6 = 11 \text{ кОм.}$$

**Третій каскад другого порядку.** Крутизна спаду АЧХ ФНЧ теж 12 дБ/окт з підвищенням частоти.

Покладемо також  $C_1 = C_2 = 0,01$  мкФ лєння і знайдемо

$$R_3 = R_{13} = R_{23} = R_{33} = R_{53} = R_{333} = R_{A3}.$$

$$R_3 = 1/(2\pi F_{зр.л.3} \cdot C) = 10^6/(6,28 \cdot 725,25 \cdot 10^{-2}) = 22 \text{ кОм.}$$

Знайдемо  $R_{43} = R_{333}/K_{\Pi 3} = 22 / 3,16 = 6,96$  кОм.

Знайдемо  $R_{B3} = \alpha_3 R_{A3} = 0,113 \cdot 22 = 2,48$  кОм.

## 7. Розрахунки активних RC-фільтрів за методикою Л.Фолкенберрі

Обчислимо  $R_{\text{комп3}}$  як паралельне з'єднання чотирьох функціональних резисторів:

$$R_{\text{комп3}} = R_{43} \parallel R_{33} \parallel R_{53} \parallel R_{333} = 3,57 \text{ кОм.}$$

Небажане напруження «зсуву» двох інвертуючих ОП слід зменшити включенням додаткового резистора

$$R'_{\text{комп3}} = R_{B3} \parallel R_{A3} = 2,48 \parallel 22 = 2,23 \text{ кОм.}$$

Розрахунок триланкового ФНЧ п'ятого порядку по Чебишеву закінчений.

**Настройка:** змінення частоти зрізу фільтра  $F_{зр}$  — резисторами  $R_1$  і  $R_2$  або  $C_1$  і  $C_2$ . Коefіцієнт підсилення  $K_{п}$  — резисторами  $R_4$ , коefіцієнт загасання  $\alpha$  — резистором  $R_{B3}$  третього каскаду.

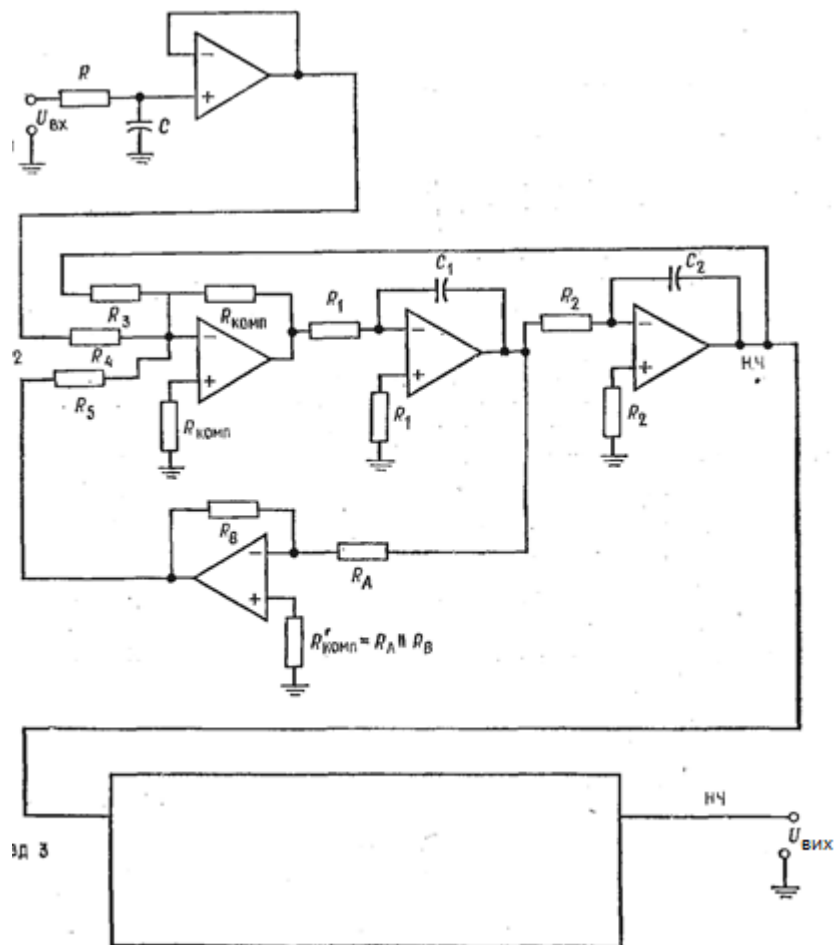


Рис.7.8. Універсальний ФНЧ 5-го порядку (одна ланка першого порядку і дві ланки другого порядку).

**8. Розрахунки активних RC фільтрів за методикою Р. Шепарда [16, 23]**

Синтез фільтрів виконують в декілька етапів. Рішення завдання апроксимації складається у підборі математичного опису бажаної АЧХ.

Передаточна функція ФНЧ

$$K(p) = \frac{K_{\Pi}}{p^n + b_1 p^{n-1} + \dots + b_{n-1} p + b_n}$$

де  $K_{\Pi}$  - номінальний коефіцієнт передачі в смузі пропускання,  $n$  - порядок фільтра (число полюсів передаточної функції, або RC-ланцюгів),  $p$  - комплексна змінна. АЧХ визначається поліномом, який стоїть в знаменнику рівняння. При побудові фільтрів найбільшого поширення набули поліноми Чебишева, Баттерворта, Бесселя, що розрізняються значеннями коефіцієнтів. Аналіз показав, що активний, другого порядку RC-ланцюг разом з операційним підсилювачем рівнозначний пасивному LC ланки другого порядку без операційного підсилювача (чим можна пояснити широке розповсюдження LC-фільтрів в радіотехніці минулих років, в «еру», що передуює появі операційних підсилювачів). Р.Шепард в своїй статті [3] запропонував таблиці параметрів для розрахунку А RCФ.

**8.1. Розрахунок ФНЧ** починають з вибору порядку і апроксимації АЧХ фільтра. За таблицями Шепарда визначають нормовані значення ємностей у фарадах (Ф) Для умовних опорів всіх резисторів беруть опір  $R = 1$  Ом. Потім знаходять значення ємностей шляхом ділення їх нормованих табличних значень на  $2\pi F_{зр}$  де  $F_{зр}$  - частота зрізу АЧХ фільтра на заданому рівні мінус 1 дБ. Далі для отримання технологічно зручних значень параметрів опору значення (1 Ом) множать, а ємності (наведені в таблиці фаради) ділять на коефіцієнт  $M$  - зручне число, яке може бути вибрано для кожної ланки довільно.

**8.1.1. Приклад.** Розрахувати ФНЧ Чебишева п'ятого порядку з нерівномірністю 1 дБ при частоті  $F_{зр-1} = 100$  Гц.

*Розрахунок.*

1. З таблиць знаходимо:

для першої ланки (1-го порядку)  $C'_3 = 3,935$ , для другої ланки (другого порядку)  $C''_1 = 8,884$ ,  $C''_2 = 0,254$ , для третьої ланки (другого порядку)  $C'''_1 = 11,55$ ,  $C'''_2 = 0,09355$ .

2. Ділимо кожне табличне значення на  $6,28 \cdot 100 = 628$ .

Перша ланка:  $C'_3 = 6,27 \cdot 10^3$  мкФ,

Друга ланка:  $C''_1 = 14,1 \cdot 10^3$  мкФ,  $C''_2 = 0,403 \cdot 10^3$  мкФ,

## 8. Розрахунки активних RC фільтрів за методикою Р. Шепарда

Третя ланка:  $C''_1 = 18,4 \cdot 10^3$  мкФ,  $C''_2 = 0,149 \cdot 10^3$  мкФ.

3. Ділимо значення ємностей першої і другої ланок на  $1,41 \cdot 10^5$ , а третьої – на  $1,84 \cdot 10^5$

Перша ланка:  $C_3 = 6,27 \cdot 10^3 / (1,41 \cdot 10^5) = 0,0445$  мкФ,

Друга ланка:  $C'_1 = 14,1 \cdot 10^3 / (1,41 \cdot 10^5) = 0,1$  мкФ,  $C'_2 = 0,403 \cdot 10^3$  мкФ /  $(1,41 \cdot 10^5) = 2858$  пФ,

Третя ланка:  $C''_1 = 18,4 \cdot 10^3 / (1,84 \cdot 10^5) = 0,1$  мкФ,  $C''_2 = 0,149 \cdot 10^3 / (1,84 \cdot 10^5) = 810$  пФ.

4. Множимо значення опорів всіх резисторів на ці ж числа: першого і другого ланок на  $1,41 \cdot 10^5$ , а третього – на  $1,84 \cdot 10^5$ . Отримаємо для першої і другої ланок  $R'_1 = R'_2 = 141$  кОм,  $R_{33(1,2)} = R'_3 + R'_1 + R'_2 = 423$  кОм, а для третьої ланки  $R''_1 = R''_2 = 184$  кОм,  $R_{33,3} = R''_1 + R''_2 = 368$  кОм. Схема розрахованого фільтра – див. на **Рис.8.1** Опори резисторів в ланцюзі НЗЗ дорівнюють сумі опорів, підключених до неінвертуючому входу.

**8.2. Розрахунок ФВЧ.** Схему ФВЧ отримують з розглянутого вище низькочастотного прототипу шляхом заміни на схемі ФНЧ всіх резисторів (1 Ом) відповідними однаковими конденсаторами, рівними 1Ф, а конденсаторів – «нормованими» резисторами  $1/C_3$ ,  $1/C'_1$ ,  $1/C'_2$ . Значення  $C_3$ ,  $C'_1$ ,  $C'_2$ ... і т.д. знаходять з тих же таблиць.

**8.2.1. Приклад.** Розрахувати ФВЧ Чебишева п'ятого порядку з нерівномірністю 1 дБ при частоті  $F_{зр-1} = 100$  Гц.

*Розрахунок.*

1. Всі умовні ємності 1Ф ділимо на  $628 = 6,28 \cdot 100$  Гц.

$$1 \text{ Ф} / 628 = 1,59 \cdot 10^{-3} \text{ Ф} = 1,59 \cdot 10^3 \text{ мкФ}.$$

2. Зменшуємо їх до оптимального значення 0,1 мкФ, поділивши на коефіцієнт  $M = 1,59 \cdot 10^4$ .

3. «Нормовані» опори резисторів

$$\text{Першої ланки } 1/C_3 = 1 / 3,935 = 0,254,$$

$$\text{Другої ланки } 1/C'_1 = 1 / 8,884 = 0,113, \quad 1/C'_2 = 1 / 0,254 = 3,94,$$

$$\text{Третьої ланки } 1/C''_1 = 1 / 11,55 = 0,087, \quad 1/C''_2 = 1 / 0,09355 = 10,7.$$

4. З урахуванням коеф.  $M = 1,59 \cdot 10^4$

$$\text{Першої ланки } 1/C_3 = R_3 = 0,254 \cdot 1,59 \cdot 10^4 = 4,03 \text{ кОм},$$

$$\text{Другої ланки } 1/C'_1 = R'_1 = 0,113 \cdot 1,59 \cdot 10^4 = 1,797 \text{ кОм},$$

8. Розрахунки активних RC фільтрів за методикою Р. Шепарда

$$1/C'_2 = R'_2 = 3,94 \cdot 1,59 \cdot 10^4 = 62,65 \text{ кОм},$$

Третьої ланки  $1/C''_1 = R''_1 = 0,087 \cdot 1,59 \cdot 10^4 = 1,38 \text{ кОм},$

$$1/C''_2 = R''_2 = 10,7 \cdot 1,59 \cdot 10^4 = 170,13 \text{ кОм}.$$

Таблиця 8.1 Нормовані значення ємностей базової моделі (ФНЧ) при різних апроксимаціях АЧХ і нерівномірності в смузі пропускання 1 дБ

**Nota bene!** У фільтрів непарного порядку перша ланка - першого порядку!

Порядок фільтра $n$	По Бесселю			По Чебишеву			По Баттерворту		
	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_1$	$C_2$	$C_3$
2	0,9066	0,6799	—	2,218	0,606100	—	1,414	0,7071	—
3	1,4230	0,2538	0,9880	16,180	0,06428	2,567	3,546	0,2024	1,392
4	0,7351 1,0120	0,6746 0,3900	—	3,125 7,546	1,26900 0,14890	—	1,082 2,613	0,9241 0,3825	—
5	1,0090 1,0410	0,3095 0,3098	0,8712	8,884 11,550	0,25400 0,09355	3,935	1,753 3,235	0,4214 0,3089	1,354
6	0,6352 0,7225 1,0730	0,6098 0,4835 0,2561	—	4,410 6,024 16,460	1,90400 0,31170 0,06425	—	1,035 1,414 3,863	0,9660 0,7071 0,2588	—

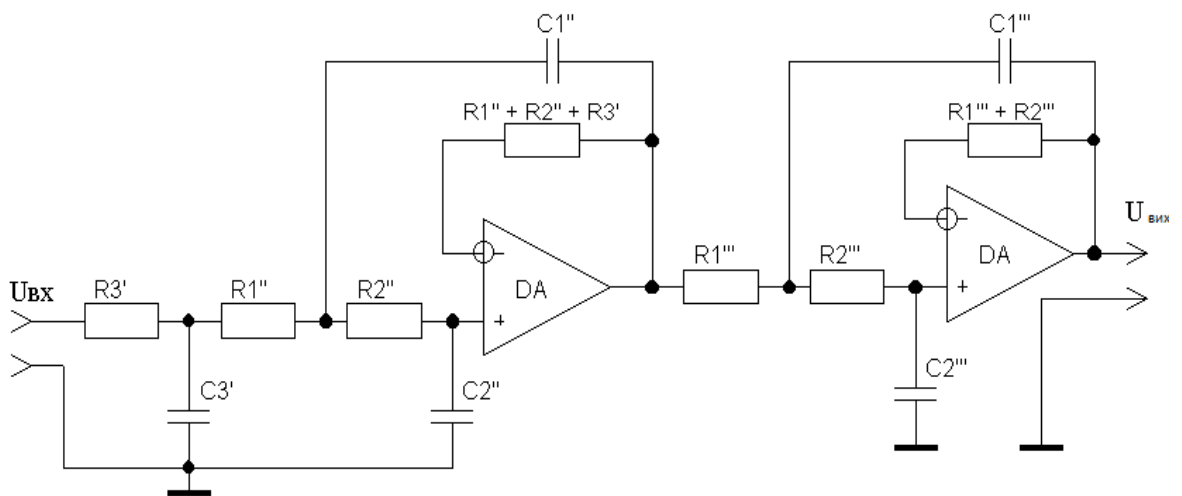


Рис. 8.1. ФНЧ п'ятого порядку по Р.Шепарду

8. Розрахунки активних RC фільтрів за методикою Р. Шепарда

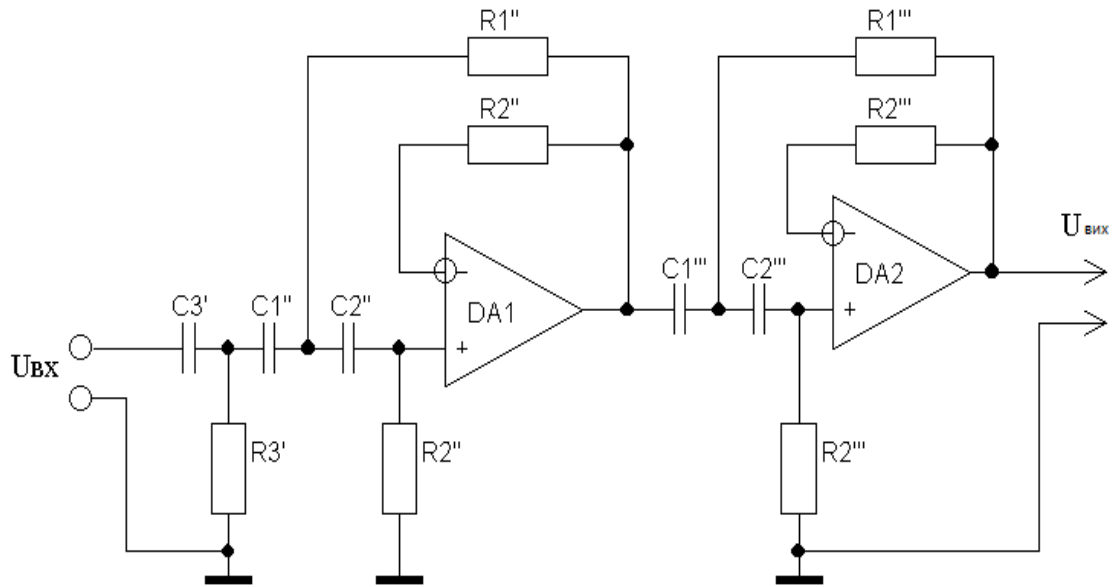


Рис.8.2. ФВЧ п'ятого порядку по Р.Шепарду

**9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах [13,20, 21, 22 ]**

Споживачем акустичної інформації є людина з її вишуканими вимогами до якості звукової картини. Тому при проектуванні електроакустичних пристроїв необхідні точні дані про можливості та особливості слухового апарату - приймача, який є амплітудно-фазо-частотним аналізатором спектра звукових повідомлень.

**9.1. Орган слуху** — перетворювач змінного звукового тиску повітря на слухове сприйняття, приймач-аналізатор звукових сигналів. Складається із трьох частин вуха: зовнішнього, середнього, внутрішнього. *Зовнішнє вухо* має раковину і слуховий хід. *Середнє вухо* містить барабанну перетинку і три кісточки: молоточок, коваделко, стремінце — разом вони створюють акустомеханічний трансформатор. Він перетворює повітряні хвилі з великою швидкістю, але малим тиском на хвилі щільної лімфи з великим тиском і малою швидкістю і тим підвищує чутливість і ККД. *Внутрішнє вухо* (завиток) містить вестибулярний і барабанний ходи, гелікотрему, базиллярну мембрану. Остання є амплітудно-частотним аналізатором і складається з волокон, натягнутих упоперек завитка і напрямку поширення хвилі. Волокна взаємозв'язані слабо, коливаються незалежно й подібно до струн арфи. Орган Корті, розташований уздовж базиллярної мембрани, містить понад 22000 нервових закінчень (волоскових клітин). Резонансна частота  $f_b$  волокна залежить від гнучкості  $C$  і маси  $m$  натягнутої струни разом з приєднаною масою  $m_{пр}$  лімфи, а маса — від відстані до овального вікна (гелікотреми): на ВЧ менша, а на НЧ — більша маса лімфи:

$$f_{вол} = 1/2\pi \sqrt{C(m + m_{пр})}$$

**9.1.1. Сприйняття рівнів/гучності звуку.** Згідно із законом Вебера—Фехнера однакові відносні зміни подразнювальної сили зумовлюють однакові абсолютні зміни слухового відчуття, яке пропорційне логарифму подразнювання, тобто кожному десятикратному стрибку інтенсивності звуку відповідає один стрибок слухового відчуття. *Одиницею рівня відчуття* є Бел (Б) — десятковий логарифм десятикратного відношення інтенсивностей поля в різних його точках або різних полів в однакових точках:  $\lg_{10}(I_2/I_1) = \lg_{10}(10) = 1\text{Бел}$ . На практиці застосовують більш дрібну одиницю — децибел (дБ):  $1\text{дБ} = 0,1\text{Б}$ , бо вона близька до порогу розрізнення рівнів слухового відчуття людини. Рівень відчуття — це перевищення рівня інтенсивності  $L_{I,F}$  звуку з частотою  $F$  над пороговим рівнем чутності  $L_{п,F}$  на цій же частоті, тобто (в децибелах) — різниця цих рівнів:

## 9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах

$E(\text{дБ}) = L_{I,F} - L_{p,F} = 10 \lg I - 10 \lg I_{\text{п}} = 20 \lg p - 20 \lg p_{\text{п}} = 10 \lg(I/I_{\text{п}}) = 20 \lg(p/p_{\text{п}})$   
 де  $I$  (Вт) – інтенсивність,  $p$  (Па) – відповідний їй тиск на частоті  $F$  біля вуха;  $I_{\text{п}}$  – поріг чутності,  $10^{-12}$  Вт/м<sup>2</sup> і відповідно пороговий тиск  $p_{\text{п}}=2 \cdot 10^{-5}$  Па, які умовно прийняті за нуль (0) дБ. Отже рівень  $E$  враховує частотну залежність порога чутності  $I_{\text{п}}(F)$ . Для більш точного суб'єктивного відчуття існує поняття рівня гучності. За *еталон рівня гучності*  $L_g$  (фон) прийнято рівень (в децибелах відносно 0 дБ) інтенсивності тону 1 кГц. Для визначення рівня гучності будь-якого звуку  $L_{g,x}$  беруть еталонний і змінюють його рівень, доки його гучність стане однаковою з гучністю шуканого звуку. Тоді рівень гучності невідомого ( $x$ ) звуку в фонах дорівнює градуїрованому в децибелах рівню інтенсивності еталонного тону:  $L_{g,x}(\text{фон}) = L_{I,1000\text{Гц}}$  при  $G_x = G_{1000\text{Гц}}$ . Підстановкою  $L_{g,x} = L_{I,1000\text{Гц}}$  у вираз для  $E$  дістають зв'язок між  $L_{g,x}$  і рівнем відчуття  $E$ . *Стандартний больовий поріг* (поріг дотику) є для людини максимальна на частоті 800 Гц і дорівнює  $I_{\text{бол}}=1$  Вт/м<sup>2</sup>, або  $p_{\text{бол}}=20$  Па, а за рівнем гучності  $L_{g,800.бол}=120$  фонхих. Динамічний діапазон рівнів слуху на частотах максимальної чутливості 2...3 кГц має 130 дБ. *Гучність* — суб'єктивна міра відчуття, пропорційна не інтенсивності, а звуковому тиску. Лінійна *одиниця гучності* – сон; 1 сон — це гучність звуку з рівнем гучності 40 фон. Залежність гучності  $G$  (у сонях) від її рівня  $L_g$  (у фонах) оцінюють прийнятою у міжнародних стандартах формулою Флетчера:  $G = 2^{0,1(L_g - 40)}$ , гідною для великих рівнів  $L_g > 40$  фон. Отже масштаби гучності та її рівня — різні: згідно до суб'єктивних експертних оцінок, збільшення рівня гучності на 10 фон відповідає зростанню гучності лише вдвічі.

*Криві рівної гучності, ізофони* (Рис.9.1,а) — це залежності від частоти рівнів інтенсивності звуку, необхідних для одержання бажаних рівнів гучності. Їх визначають порівнянням гучностей тонів різних частот з гучністю еталонного тону 1 кГц.

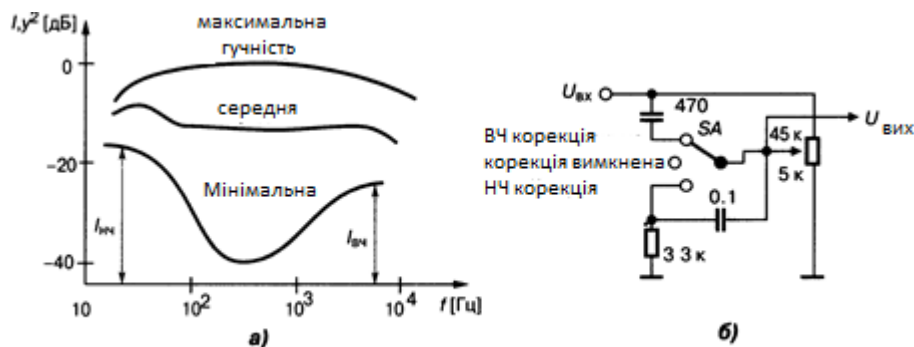


Рис.9.1 Спектральна чутливість слуху (а) та найпростіша її корекція (б)

## 9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах

Наприклад, для досягнення рівня гучності 30 фон на частотах 20 Гц або 10 кГц — потрібний рівень інтенсивності звуку має бути на 20...30 дБ більше, ніж на 2...3 кГц, бо вухо найменш чутливо до НЧ і ВЧ тихих звуків. Цікаво, що при великих гучностях АЧХ сприйняття звуку рівномірна на широкому частотному інтервалі. Цей феномен зветься як *псофометричний ефект*. З метою вирівнювання АЧХ сприйняття музичних програм електронні підсилювачі мають містити тонкомпенсовані регулятори гучності (**Рис.9.1,б**), про них трохи нижче, у розд.9.2.

**9.1.2. Сприйняття частоти /висоти звуку.** *Поріг розрізнення за частотою* — мінімальна сприйнятна девіація  $\Delta F$  частоти  $F$  тону при її модуляції тоном. При частоті модуляції 4 Гц та рівні звукового тиску 70 дБ відчутна девіація лежить в межах 1,5...50 Гц залежно від вибраної частоти випробувального тону 50...5000 Гц. *Висота звуку* - це суб'єктивна оцінка сприйняття абсолютного значення його частоти. Кожній  $i$ -тій висоті звуку в усьому інтервалі ЗЧ відповідає певне місце ( $f_{0,i}$ ) однієї *критичної смужки слуху*, «частотної групи», ширина якої близька до третиноктавної:  $\Delta f \approx 0,25f_0$ . *Крива вибірності слуху* має 24 частотні групи, які дещо перекриваються. Одиницею висоти є 1 барк = 100 мел. Абсолютну висоту тону 1 кГц з рівнем гучності 40 дБ прийнято за 10 барк. Реальна залежність суб'єктивної висоти звуку (в мелах або барках) від частоти має характер лінійного зростання від 20 до 1000 Гц і логарифмічну залежність — при вищих частотах. Тобто суб'єктивне сприйняття частоти звуку (як і його рівня) близьке до логарифмічного масштабу. За об'єктивну одиницю проте *відносної висоти звуку* прийнято *октаву* — двократне відношення частот. Октаву поділяють на півоктави, третиноктави (терції), півтони та центи. Напр., терція — це  $2^{1/3}=1,26$ ; півтон —  $2^{1/12}=1,06$ ; цент —  $2^{1/1200}= 1,0006$ . *Діапазон частотного сприйняття звуку* людиною становить приблизно 10 октав (від 16 Гц до 16 кГц). Висоту складного за спектром звуку не визначають, це недоцільно [1,5].

**9.1.3. Нелінійні властивості слуху** — здатність людини відчувати частоти звуку, які джерело не випромінює. Це можливо в разі перевантаження великим рівнем звуку ланок середнього вуха та появи вихрових явищ у завитку. Під час дії на вуха двох гучних чистих тонів з частотами, що не потрапляють до однієї і тієї самої критичної смуги слуху (див. нижче), людина відчуває звуки сумарної, різницевої та інших комбінаційних частот  $f = af_1 \pm bf_2$  ( $a, b$  — цілі числа, наче у перетворювача частоти), тобто суму гармонік і субгармонік випромінених звуків. В окремих випадках через нелінійні явища людина може відчувати також фазовий зсув сигналів, хоча такого органа в її слуховому апараті немає.

**9.1.4. Часові та просторові властивості слуху.** Як і будь-яка механічна та електрична система, слух є інерційним. *Постійна часу слуху* — часовий інтервал, протягом якого відчуття рівня гучності зменшується на 10 фон (150...200 мс). *Час адаптації* — тривалість установалення відчуття при визначенні висоти звуку (залежить від частоти): на НЧ (100 Гц) цей час становить 30 мс, на ВЧ він значно менший. Інерційність слуху визначає також відчуття биття двох тонів, які надходять один за одним, що дає змогу оцінити дуже малу різницю частот (0,3 %) і підвищити можливості вибірності слуху. *Луною слуху* (рос. - эхо) умовно називають певну здатність роздільного розрізнення двох звукових імпульсів, які надходять через 50 мс один за одним. *Кутову локалізацію джерела звуку* визначають бінауральними (двовухими) часовою  $\Delta t_6$  та інтенсивнісною  $\Delta I_6$  різницями сигналів, що діють на ліве і праве вухо слухача. На НЧ переважає вплив  $\Delta t_6$ , а на частотах  $f < 150$  Гц кутова локалізація неможлива. Роздільна здатність за азимутом —  $3^\circ$ , за кутом місця —  $10^\circ$ . Глибинна локалізація (оцінка відстані  $r$  до джерела звуку) можлива при  $r < 10$  м, причому

$$r = 2c\Delta t_6 I_{\text{сер}} / \Delta I$$

де  $c$  — швидкість звуку;  $I_{\text{сер}}$  — середня інтенсивність сигналів на ліве ( $I_{\text{л}}$ ) та праве ( $I_{\text{пр}}$ ) вуха, а

$$\Delta I = I_{\text{л}} - I_{\text{пр}}$$

**9.2. Регулятори підсилювачів** — радіоелектронні та механічні засоби впливу на штучно відтворювану у пристрої звукову картину з метою наближення її до натурального звучання або для створення спецефектів. Це визначення стосуються також незвукових пристроїв, коли замість терміну «звук» уживають інший (наприклад, відеоефект, візуальна інформація), залежно від давача, що перетворює енергію конкретного поля на електричні сигнали. До акустичних регуляторів. відносять частотно-залежні, так звані *фізіологічні* регулятори тембру і гучності, пристрої ефекту присутності, багатосмугові еквайзери, антишумові фільтри, пристрої поліпшення просторового слухового враження, розділювальні та коректувальні фільтри для гучномовців акустичних систем тощо.

**9.3. Еквайзер** — багатосмуговий формувач незалежного підняття або спаду АЧХ у будь-якій точці діапазону частот, графічний регулятор-коректор АЧХ. Положення ручок на його пульті нагадує графік АЧХ (звідси й назва «графічний»). Вузли еквайзера містять паралельні смугові або режекторні активні фільтри

## 9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах

другого порядку (див. розд.6), кожний з них найчастіше є коректором Боде з передаточною функцією

$$H(p) = \frac{H_0(\omega_0^2 + p\omega_0\alpha/Q + p^2)}{\omega_0^2 + p\omega_0(1-\alpha)/Q + p^2}$$

де  $H_0$  (Рис. 9.2,а) — нормований коефіцієнт передачі,  $p = j\omega$  — оператор;  $Q$  — добротність; параметр  $\alpha$  визначає рівень підняття або спаду  $\Delta H$  АЧХ на центральній частоті кожного фільтра  $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ , причому

$$a_{\max} = \Delta H / (1 + \Delta H); \quad a_{\min} = 1 - a_{\max}.$$

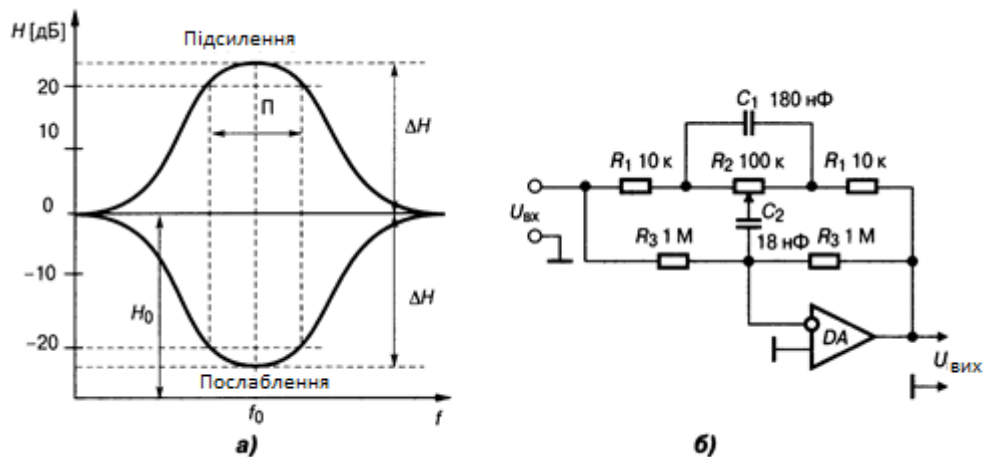


Рис. 9.2. АЧХ (а) та схема одного з  $N$  фільтрів еквайзера

**9.3.1. Еквайзер з постійною добротністю** виконують на ОП (Рис. 9.2, б) з подвійним Т-мостом (коло Н33), один з резисторів якого ( $R_2$ ) — змінний, для настроювання на центральну частоту смужки  $f_0$ . Для октавного (див. нижче розд. 9.3.2) еквайзера опір  $R_2$  вибирають довільно (десятки килоомів);  $R_1 = 3R_2/(\Delta H - 1)$ ;  $R_3 = 10R_2$ . Ємності конденсаторів  $C_1 = 10C_2$

$$C_2 = \sqrt{3\Delta H - 1} / (20\pi f_0 R_2);$$

і добротність

$$Q = \sqrt{(3\Delta H - 1) / 9,6}.$$

Наприклад, для вибраного екстремума  $\Delta H = 3,2$  (10 дБ) добротність  $Q = 0,92$ , а при  $\Delta H = 10$  (20 дБ)  $Q = 1,74$ ; отже, для октавного еквайзера прийнятне підняття (спад) АЧХ  $\Delta H = 3 \dots 5$ . Вадю цього варіанту еквайзера є високий опір резистора  $R_3$  на вході ОП при  $f < f_0$ . Зазначені на рисунку номінали елементів стосуються смугового фільтра з частотою  $f_0 = 32$  Гц. Для  $f_0 = 15$  кГц ємності  $C_1 = 0,39$  нФ,  $C_2 = 0,039$  нФ. З десяти подібних фільтрів створюють багатосмуговий еквайзер, він містить вхідний узгоджувальний підсилювач і лінійний суматор (останній показано

**Рис.5.1).** Вхідний підсилювач виконують у двох варіантах: на одному ОП, навантаженому опором  $R1/N$ , або на  $N$  окремих ОП. Вадю обох варіантів є додавання вихідних шумів усіх 10 фільтрів; збільшення рівня напруги шуму в нейтральному положенні резистора  $R2$  пропорційне  $\sqrt{N}$ .

**9.3.2. Еквалайзер з постійною шириною смуги пропускання фільтра** (схему не показано, вона подібна до попередній) виконують як з октавними фільтрами (центральні частоти кратні 2), так і з частково-октавними: відношення частот дорівнює, напр., 1/3 октави, тобто терції. При обчисленні параметрів  $\omega_0$  і  $Q$  задаються кількістю  $N$  смуг оброблення, верхньою  $\omega_в$  і нижньою  $\omega_н$  частотами діапазону; за середню частоту  $\omega_0 / 2\pi = \sqrt{F_в F_н} = F_0$  приймають 1 кГц. Кроковий коефіцієнт  $k_{кр} = 2^{1/m}$ , де  $m$  — кількість смуг на октаву: для однооктавного Е.  $k_{кр} = 2^{1/1} = 2$ , а для третинно-октавного  $k_{кр} = 2^{1/3} = 1,26$ . Добротність при максимальному піднятті (спаді) АЧХ  $Q = \sqrt{k_{шр}} / (k_{шр} - 1)$ . Наприклад, для октавного еквалайзера  $Q = 1,41$ , а для третинного-октавного  $Q = 4,32$ .

**9.3.3. Параметричні еквалайзери** відрізняються тим, що центральні частоти  $\omega_0$  смуг корекції та їх добротність  $Q$  можна довільно регулювати; відомий, напр., еквалайзер з регульованою третинно-октавною смугою пропускання. Для цього застосовують активні смугові RC-фільтри (див. розділи 6,7, 8).

**9.3.4. Багатосмуговий еквалайзер з паралельними колами корекції**. Один з смугових фільтрів (**Рис. 9.3**) здійснює симетричне регулювання АЧХ (підняття або спад) та подавлення шуму в середньому положенні повзунка резистора  $R3$ . Підсилення всередині діапазону (пласка АЧХ,  $H_0 = 1$ ) встановлюють резисторами  $R1, R2$ ; максимальне підняття АЧХ  $\Delta H = (1+R_2 H_{max}) R_1$  здійснюють додаванням вихідних сигналів від  $N$  смугливих фільтрів на ОП  $DA1, DA2$ .

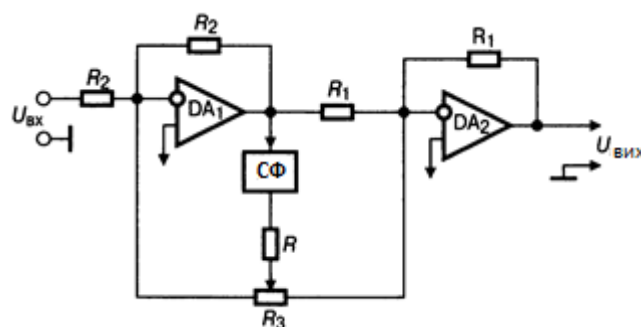


Рис. 9.3. Одна ланка багатосмугового еквалайзера з паралельними колами корекції

**9.3.5. Еквалайзер з послідовним LCR-режекторним фільтром (РФ) у кожній смузі пропускання зображено на Рис. 9.4.**

Максимальне підняття АЧХ

$$H_{\max}(p) = [R+Z(p)]/Z(p),$$

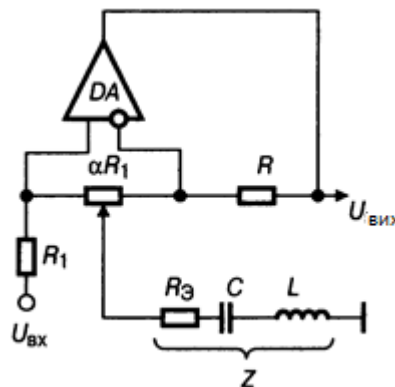
максимальний спад

$$H_{\min}(p) = Z(p) / [R+Z(p)],$$

де  $Z(p) = (1+pCR_E+p^2LC)/(pC)$ . Через центральну частоту  $\omega_0$  кожного режекторного фільтра визначають номінали його елементів:

$$L = QR_E/\omega_0, \quad C = (\Delta H-1)/(\omega_0 QR),$$

$$R_1 \leq R/2, \quad R_E = R/(\Delta H-1),$$



**Рис.9.4. LCR-режекторний фільтр для однієї смуги пропускання**

а опір резистора  $R$  вибирають довільно. Сигнали з усіх фільтрів підсумовують і далі підсилюють. Вадю цього еквалайзера є залежність добротності  $Q$  від положення повзунка резистора  $\alpha R_1$ , де  $0 < \alpha < 1$ . Індуктивність  $L$  іноді реалізують гіраторами (розд.5.22).

**9.4. Регулятор гучності частотно-залежний** — вузол пристрою для вирівнювання в діапазоні ЗЧ гучності звукової картини відповідно до фізіологічних властивостей слуху певної людини (псофометричний ефект, див. розд. 9.1 та рис. 9.1). Принцип дії регулятора полягає у штучному відносному піднятті НЧ та ВЧ звуків шляхом зменшення коефіцієнта передачі на середніх частотах при малому рівні звуку (нижня крива на Рис. 9.1,а). На осі ординат — квадрат нормованої АЧХ регулятора  $y^2(f)=10\lg(K/K_0)^2$  та інтенсивність звуку  $I(f)$ , яка потрібна людині для здобуття однакової на всіх частотах гучності звучання програм: людина сприймає гучність звуку пропорційно його інтенсивності (див. розд.9.1). Потрібну АЧХ має, наприклад, тонкомпенсований регулятор (див вище Рис. 9.1, б). Нажаль це просте пасивне коло не враховує нелінійну чутливість людини, яка потребує стиснення динамічного діапазону рівнів сигналу. Це так зване мінімально-фазове коло RC-

## 9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах

корекції АЧХ. Проте досконально не з'ясовано, як саме слух людини реагує на фазу повідомлень. Різні музичні інструменти при тихих і гучних звуках мають неоднакове темброве забарвлення; тому перемикач SA на Рис. 9.1,б дає змогу вимкнути корекцію АЧХ).

**9.5. Регулятор підсилення електронний** — пристрій для плавної зміни підсилення кола керуваною напругою  $E_{кер}$  (Рис. 9.5) від дистанційного пульта.

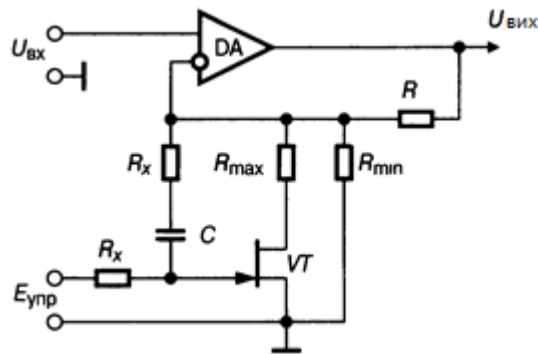


Рис.9.5. Електронний регулятор підсилення

Він не містить механічних спрацьовуваних деталей і провідників, доступних зовнішнім полям. Опір  $R_x \gg R$ ; а резистор  $R_{мин}$  призначений для лінеаризації залежності опору  $r_{зв}$  (заслін—витік транзистора  $VT$  від дії різних рівнів сигналу; конденсатор ємністю  $C \gg 1/(2\pi R_x f)$  — роздільний між колами керування  $E_{кер}$  і сигналу  $U_{вх}$ . Межі регулювання залежать від  $R_{max} > r_{зи}$  и  $R_{мин}$ .

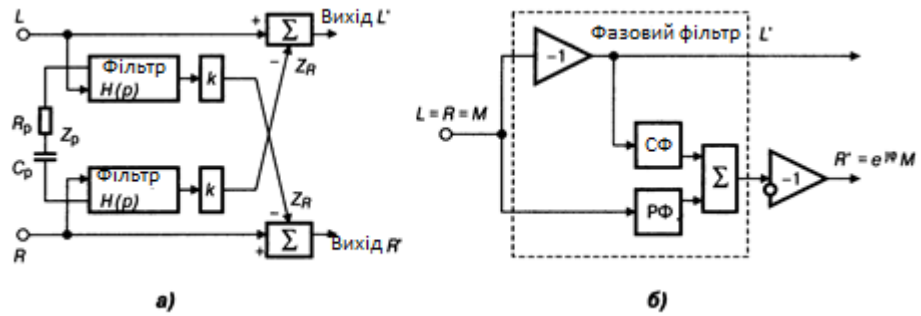
**9.6. Регулятор просторового враження** — електронний розширювач стереобазис, опимальної відстані між гучномовцями, при якій людина відчуває яскравий стереоефект. Це засіб впливу на суб'єктивне емоційне сприйняття звукових картин: локалізацію віртуального (уявного) джерела звуку за межами стереобазис, ефекту «понадбазис» тощо. Цього досягають фільтрацією та змішуванням сигналів лівого  $L$  та правого  $R$  стереоканалів, далі — масштабним алгебричним додаванням, створенням уявних каналів, які потім певним чином розподіляють між гучномовцями акустичної системи. Штучні сигнали відтворюються самостійно разом з початковими сигналами  $L$ ,  $R$ . Технічною базою цих засобів є різноманітне застосування операційних підсилювачів.

Розширення стереофонічної бази досягають перехресним додаванням профільтрованих сигналів  $L$ -,  $R$ -каналів (Рис. 9.6, а).

Пристрій послаблює уявний сигнал середини (який підкреслює небажаний ефект монозвучання). На виході здобувають нові сигнали стереопари: лівий і правий.

## 9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах

$$L' = L - H(p)kR$$



**Рис.9.6. Розширювач стереофонічної бази (а)  
та формувач псевдостереофонічних сигналів (б)**

$$R' = R - H(p)kL,$$

де  $k$  — коефіцієнт послаблення серединного сигналу ( $k = 0,6$ , щоб уникнути повної компенсації монозвучання). Рівень розширення стереобазис регулюють фільтром НЧ (див. розд. 6, 7, 8) з частотою зрізу  $F_{-3} > 300$  Гц, завдяки чому моносигнали з частотами вище 300 Гц зменшуються на  $20 \lg(1 - k)$  дБ. Активні RC фільтри працюють у режимі віднімання, коефіцієнт перехресного проникнення сигналів з каналу  $R$  у канал  $L$  і навпаки залежить від імпедансу  $Z_P$  згідно з формулою смугового фільтра

$$H(p) = \frac{-Z_R}{Z_R + Z_P} = \frac{-pR_P C_P}{1 + p(R_R C_P) + R_R C_R + R_P C_P + p^2 R_R C_R R_P C_P},$$

де  $p = j\omega$  — оператор,  $Z_R$  і  $Z_P$  — повний опір, а  $R_P, C_P$  і  $R_R, C_R$  — елементи кіл НЗЗ: балансної та суматорів ( $\Sigma$ ), відповідно.

**9.7. Формувач псевдостереофонічних сигналів (Рис. 9.6, б)** створює стереоподібні сигнали з монофонічного сигналу, коли рівні трьох сигналів:  $L, R$  і серединного  $M$  — однакові. Фази сигналів обох каналів при ідентичних АЧХ зсуваються всепропускальним фазовим фільтром другого порядку, який містить два фільтри (смуговий фільтр  $СФ$  та режекторний  $РФ$ ) і лінійний суматор  $\Sigma$  - все на операційних підсилювачах. Після обробки одержують сигнали: псевдолівий  $L' = -M \exp[j\varphi_1(\omega)]$  і псевдоправий  $R' = M \exp[j\varphi_2(\omega)]$ . Застосування формувача доцільне при близько розташованих гучномовцях акустичної системи: у малій кімнаті; в корпусах телевізорів, переносних магнітофонів, магнітол, приймачів тощо.

**9.8. Регулятор тембру** — активне (пасивне) електронне коло, за допомогою якого можна вибрати суб'єктивно-раціональну передаточну функцію відтворювача звуку. Варіанти регулятора тембру: 1) розділені ВЧ/НЧ і 2) сумісно-незалежні

## 9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах

регулятори. Центральну частину АЧХ регулятора для сигналів ЗЧ залишають незмінною, на відміну від еквайзера, і лише на краях діапазону передаточну функцію  $H(p)$  довільно (у межах  $\pm 20$  дБ) змінюють залежно від індивідуального смаку слухача. При симетричному роздільному регулюванні сигналів ВЧ і НЧ передаточна функція активного або пасивного Р.т.

$$H(p) = H_0 \frac{\alpha_H p \tau_H}{(1 - \alpha_H) + p \tau_H} \cdot \frac{1 + \alpha_B p \tau_B}{1 + (1 - \alpha_B) + p \tau_B}$$

де  $\tau_H$  і  $\tau_B$  — постійні часу коректувальних кіл ВЧ і НЧ, а параметрами  $\alpha_H$ ,  $\alpha_B$  задають вид оброблення спектра ЗЧ на НЧ і ВЧ. При максимальному піднятті  $\alpha_H = \alpha_B = 1$ ; без підняття (середина АЧХ)  $\alpha_H = \alpha_B = 0,5$ . При максимальному спаді  $\alpha_H = \alpha_B = 0$ . Отже,

$$0 \leq \alpha_{\min} \leq \alpha \leq \alpha_{\max} \leq 1,$$

де  $\alpha_{\max} = \Delta H / (1 + \Delta H)$ ,  $\alpha_{\min} = 1 - \alpha_{\max}$ ,  $\Delta H$  — рівень підняття або спаду АЧХ відносно середніх частот. Активні і пасивні регулятори тембру розглядають як ланцюжок з НЧ і ВЧ незалежних послідовних ланок першого порядку, тобто з нахилом ділянок графіка АЧХ по 6 дБ на октаву кожної з них (діаграми Бодє, див. **Рис.4.10**).

**9.8.1. Активний регулятор тембру на ОП** містить два паралельні складні подільники  $R_1R_2C_1$  і  $R_3R_4C_k$  (**Рис. 9.7,б**), ввімкнені в інверсне коло ОП  $DA$ , призначеного для компенсації втрат у пасивній частині регулятора., а не для підвищення порядку фільтра (див. розд.6.1). Екстремуми (підняття/спад) регулювання сигналів НЧ (**Рис.9.7, а**, ліворуч)

$$\Delta H_{\max,н} \approx 1 + R_2/R_1,$$

а частоти зрізу АЧХ для НЧ для двох рівнів регулювання

$$F_{1н} = 1 / [2\pi(R_1 \parallel R_2)C_1], F_{2н} = 1 / (2\pi R_2 C_1).$$

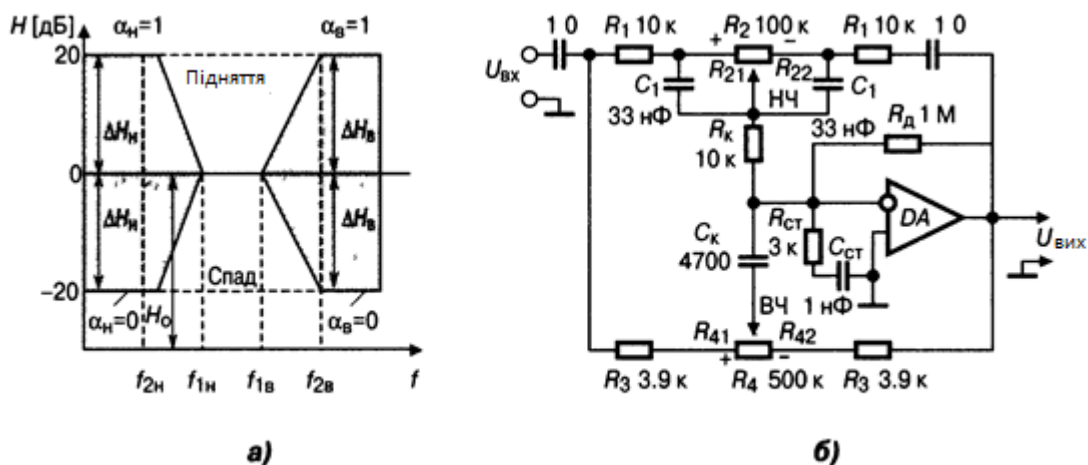


Рис.9.7. Активний регулятор тембру (б) та його АЧХ (а)

## 9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах

У середньому положенні повзунка резистора  $R2$  опір  $R_{21} = R_{22} = 0,5R2$ , тому доцільним є застосування змінного резистора  $R2$  типу  $A$  з лінійною регулювальною характеристикою. При регулюванні сигналів ВЧ екстремуми АЧХ

$$\Delta H_{\max.в} \approx 1 + (R1+2R_k)/R3,$$

і частоти

$$F_{1в} = 1 / [2\pi(R1+2R_k+R3)C_k],$$

$$F_{2в} = 1 / (2\pi R3C_k).$$

Низькочастотна частина регулятора не впливає на високочастотну за умови

$$R4 \gg (R3+R1+2R_k).$$

Ланцюжок  $R_{ст}C_{ст}$  призначений для стійкості регулятора проти збудження, резистор  $R_g$  (1 МОм) — для захисту НЧ частини регулятора від постійного струму. У нейтральному положенні повзунків резисторів  $R2$ ,  $R4$  передача сигналів рівномірна в широкому діапазоні частот, коефіцієнт передачі у смузі пропускання дорівнює  $H_0$  (0 дБ), а не  $\Delta H_{\max}$  (як в еквайзері), тому шуми та нелінійні спотворення малі. Перевагами цього регулятора є також низькоомний вихід, доцільність і можливість використання резисторів  $R2$ ,  $R4$  типу  $A$ , а також симетрія АЧХ.

Розрахунок елементів регулятора для заданого екстремуму  $\Delta H_{ма} = 10$  (20 дБ) виконують за формулами: (значення частот  $F_{2н}$  і  $F_{2в}$  — у герцах):

$$R1 = R_k = 0,11R2, \text{ кОм}; \quad C1 = 1,6 \cdot 10^5 / (R2F_{2н}), \text{ нФ};$$

$$R3 = 0,3R1, \text{ кОм}; \quad C_k = 4,3 \cdot 10^6 / (R2F_{2в}), \text{ нФ}; \quad R4 = 3,7R2, \text{ кОм}.$$

Наведені на **Рис. 9.7, б**, номінали при  $R_2 = 100$  кОм справедливі для частот.:  $F_{2н} = 50$  Гц;  $F_{2в} = 10$  кГц.

**9.8.2. Пасивний регулятор тембру** діє як частотно-залежний подільник напруги з істотним внутрішнім загасанням. Великі рівні власних шумів витіснили його з використання. Схеми та розрахунки близькі до тих, що й для активного регулятора.

**9.9. Фільтр подавлення НЧ акустичних завад** (наприклад, гулу, рокотання при відтворенні грамзапису, фону джерела живлення та його гармонік) — це ФВЧ з регульованою частотою зрізу; його виконують, наприклад, за схемою Саллена — Кея (**Рис. 6.4, в**) з потрібною апроксимацією АЧХ (див. розд. 6.2 та рис. 6.2).

### 9.10. Контрольні запитання для самоперевірки

1. Чому більшість електроакустичних пристроїв будують на операційних підсилювачах?
2. Діапазон частотного сприйняття звуку людиною, у Герцах.

## 9. Електроакустична апаратура на операційних підсилювачах

3. Навіщо людині регулювати АЧХ пристрою для сприйняття звуку?
4. Яка принципова різниця між еквайзером і регулятором тембру?
5. Який з цих пристроїв володіє більшим рівнем шумів і чому?
6. Що є одиницею відчуття рівня звуку ?
7. Дайте кількісне визначення одного Бела через рівні інтенсивностей.
8. Що прийняте за еталон рівня гучності?
9. Який абсолютний рівень інтенсивності прийнятий за нуль Бел?
10. Що таке є ізофони?
11. Поріг розрізнення за частотою – дати визначення.
12. Одиниця висоти звуку за частотою – дати визначення.
13. Чому дорівнює критична смужка слуху, «частотна група»?
14. Крива вибірності слуху - дати визначення.
15. Суб'єктивні одиниці *абсолютної* висоти: *барк, мел*; співвідношення між ними.
16. Об'єктивна одиниця *відносної* висоти звуку – дати визначення.
17. Чому регулятор гучності має бути завжди частотно-залежним?

**10. Контрольні індивідуальні розрахункові та схемотехнічні завдання.**

Правила виконання та зразки. Повний список завдань дивіться в Додатку.

**Завдання 1.** Спроектувати 5 основних видів включення операційних підсилювачів рекомендованої на заданому типі ОП (напр., WCC188), тобто вибрати, обґрунтувати, розрахувати значення номіналів елементів схем і показників.

Оформлення роботи

1. Виконується на папері А4, з полями зліва 3 см, сторінки нумеруються.

Група, прізвище, ім'я.

2. Схема зображується під радіотехнічну лінійку кульковою ручкою або в електронному вигляді. Номінали вносяться в роздруківку пізніше, в результаті їх вибору і розрахунку.

3. Структура запису обчислень

Рішення:

Формула → цифри, замість компонентів формули, в розмірності «СІ» → відповідь в цифрі, в тій розмірності, яка задана умовою задачі (В, мВ, Ом, кОм, Гц ... і т. п.

Проміжні обчислення не показувати. Бажано свої цифри вставляти в мій формульний редактор (див. нижче), і потім роздруковувати.

Скрізь, де потрібно, застосувати компенсаційний резистор на неінверсному вході  $R_{\text{комп}}$  - для вирівнювання навантажень на плечі джерела сигналу.

4. Номінали резисторів кола НЗЗ вибирати з умови:

а) максимальна сума  $(R_{\text{ЗЗ}} + R_{1\text{max}})_{\text{max}} = (|E_{\text{живл}}| / 2) / (20 I_{\text{вх.зміщ.min}})$  - щоб забезпечити нормальний паспортний режим живлення вхідних транзисторів ДК;

б) конкретні номінали кожного з цих двох резисторів повинні відповідати прийнятним (на ваш погляд) значенням  $K$  і  $R_{\text{вх}}$  ..

1

Накреслити схему та обчислити вихідний опір  $R_{\text{вих.інв}}^*$ , Ом, масштабного операційного підсилювача (ОП) в його інвертуючому ввімкненні з таких даних.

Параметри ОП без зворотного зв'язку:  $K = 500$ ,  $R_{\text{вих}} = 50$  Ом,

масштабний подільник зворотного зв'язку:  $R_1 = 50$  кОм,  $R_{\text{ЗЗ}} = 500$  кОм. Визначити номінал компенсаційного резистора  $R_{\text{комп}}$ .

2

Накреслити схему. Заданий масштабний операційний підсилювач (ОП) в неінвертуючому ввімкненні. Параметри ОП без зворотного зв'язку:  $K = 1\,000$ ,  $R_{\text{вх}} = 10$  кОм. Масштабний подільник зворотного зв'язку має номінали:

## 10. Контрольні індивідуальні розрахункові та схемотехнічні завдання

$R_1 = 50 \text{ кОм}$ ,  $R_{33} = 100 \text{ кОм}$ . Послідовний резистор на неінвертуючому (тобто сигнальному) вході ОП  $R_3 = 33,3 \text{ кОм}$ . Обчислити вхідний опір пристрою  $R_{\text{вх.неінв}}^*$ , кОм.

3

Накреслити схему. На вході диференційного операційного підсилювача (тобто з симетричним входом) діє небажана синфазна завада  $U_{\text{вх1.сф}} = U_{\text{вх2.сф}} = 25 \text{ мВ}$  будь-якого знаку. Коефіцієнт подавлення синфазної завади цього ОП  $K_{\text{псз}} = 100000$ . Масштабний подільник негативного зворотного зв'язку має номінали:  $R_1 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_{33} = 50 \text{ кОм}$ . Визначити номінали резисторів  $R_3$ ,  $R_4$ . Знайти вихідну напругу завади  $U_{\text{сф.вих}}$ , мВ.

4

Накреслити схему. До диференційного операційного підсилювача (тобто з симетричним входом) подано парафазний сигнал:  $\pm U_{\text{вх.диф}} = U_{\text{с2}} - U_{\text{с1}} = 1 \text{ мВ}$ . Масштабний подільник зворотного зв'язку має номінали:  $R_1 = 4 \text{ кОм}$ ,  $R_{33} = 80 \text{ кОм}$ . Рекомендовати номінали  $R_3$ ,  $R_4$ . Знайти вихідну напругу сигналу  $|U_{\text{с.вих}}|$ , мВ

5

Накреслити схему та обчислити вихідну напругу  $|U_{\text{вих}}|$ , Вольт, лінійного суматора трьох сигналів на інвертуючому операційному підсилювачі з таких даних:  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх3}} = 1,5 \text{ мВ}$ , резистор зворотного зв'язку  $R_{33} = 300 \text{ кОм}$ , вагові коефіцієнти резисторів:  $R_1 = 15 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 30 \text{ кОм}$ ,  $R_3 = 60 \text{ кОм}$ . Визначити номінал компенсаційного резистора  $R_{\text{комп}}$ .

6

Накреслити схему та обчислити коефіцієнт підсилення  $K_{\text{інв}}^*$  та вхідний опір  $R_{\text{вх.інв}}^*$ , кОм, масштабного операційного підсилювача в інвертуючому ввімкненні з таких даних: вхідний резистор  $R_1 = 13 \text{ кОм}$ , резистор зворотного зв'язку  $R_{33} = 650 \text{ кОм}$ . Вибрати номінал резистора  $R_{\text{комп}}$ .

7

Накреслити схему та обчислити коефіцієнт підсилення  $K_{\text{неінв}}^*$  масштабного операційного підсилювача в неінвертуючому ввімкненні з таких даних: вхідний резистор  $R_1 = 30 \text{ кОм}$ , резистор зворотного зв'язку  $R_{33} = 105 \text{ кОм}$ . Вибрати номінал резистора на вході  $R_{\text{комп}}$ .

8

Накреслити схему та обчислити вихідний опір  $R_{\text{вих.неінв}}^*$ , Ом, масштабного операційного підсилювача (ОП) в його неінвертуючому ввімкненні з таких даних. Параметри ОП без зворотного зв'язку:  $K = 2500$ ,  $R_{\text{вих}} = 0,5 \text{ кОм}$ , масштабний подільник зворотного зв'язку:  $R_1 = 2,7 \text{ кОм}$ ,  $R_{33} = 810 \text{ кОм}$ . Вибрати номінал резистора на вході  $R_{\text{комп}}$ .

9

## 10. Контрольні індивідуальні розрахункові та схемотехнічні завдання

Накреслити схему. Заданий неінвертуючий операційний підсилювач-повторювач. Параметри ОП без зворотного зв'язку:  $K = 5\,000$ ,  $R_{\text{вх}} = 1\text{ кОм}$ . Обчислити вхідний опір повторювача  $R_{\text{вх.повт}}^*$ , МОм, визначити його  $K^*$

10

Накреслити схему. Заданий неінвертуючий операційний підсилювач-повторювач. Параметри ОП без зворотного зв'язку:  $K = 5000$ ,  $R_{\text{вих}} = 1000\text{ Ом}$ ,  $R_{\text{вх}} = 7\text{ кОм}$ . Обчислити вихідний опір повторювача  $R_{\text{вих.повт}}^*$ , Ом, визначити його  $K$

**Завдання 2.** Спроекувати пристрої на активних RC фільтрах з ОП

Оформлення роботи – див. вище «Завдання 1»

Зміст.

Активний RC фільтр на операційному підсилювачі (ОП) для оброблення акустичних сигналів в діапазоні частот від 20 Гц до 20 кГц

Область застосування - розділові та коригувальні фільтри для акустичних систем, еквалайзери, активні регулятори тембру, регулятори стереофонічної бази, інші спеціальні пристрої.

Варіанти заданих параметрів / характеристик для реалізації розрахункової роботи

1. Діапазон частот  $F_{\text{min}} \dots F_{\text{max}}$
2. Частоти зрізу АЧХ фільтра  $F_{\text{зр } 0,7}$
3. Види АЧХ:  
фільтр верхніх частот ФВЧ,  
фільтр нижніх частот ФНЧ  
фільтр широкосмуговий  $\Pi_{0,7} / F_0 \gg 1$   
фільтр вузькосмуговий  $\Pi_{0,7} / F_0 \ll 1$   
фільтр режекторний широкосмуговий  $\Pi_{0,7} / F_0 \gg 1$   
фільтр режекторний вузькосмуговий  $\Pi_{0,7} / F_0 \ll 1$
4. Типи поліномів / таблиць апроксимацій АЧХ: Чебишева / Баттерворта / Бесселя
5. Нерівномірність АЧХ в смузі пропускання / затримування  $M = 0,5\text{ дБ}; 1\text{ дБ}; 2\text{ дБ}; 3\text{ дБ}$  (задає потрібні табульовані коефіцієнти)
6. Коефіцієнт передачі (впливає на вибір схеми) - одиничний фіксований ( $K = 1$ ) або інший і регульований ( $K > 1$ )
7. Крутизна підйому / спаду АЧХ на її перехідній ділянці: 6, 12, 18, 24, 30, 36 дБ на октаву, - інакше: порядок фільтра  $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ ,
8. Кількість  $N$  ланок фільтра

## 10. Контрольні індивідуальні розрахункові та схемотехнічні завдання

9. Частоти зрізу  $F_{зр.л.}$  ланок фільтра за рівнем мінус 3 дБ.

8. Вибір типу ОП і схеми фільтра електричної принципової ЕЗ.

При будь-яких варіантах завдань в результаті розрахунку зображуються нормовані АЧХ  $y = K / K_0$  кожної ланки і фільтра в цілому на одній координатній сітці.

### № 1.

Спроекувати активний регулятор тембру на ОП, використовуючи методику розд. 9.8.1.

Діапазон частот 20 Гц – 12 кГц. Опір резистора  $R_2 = 50$  кОм. Виконати перевірку: Побудувати АЧХ Боде.

### № 2.

Спроекувати активний регулятор тембра на ОП., використовуючи методику розд. 9.8.1.

Діапазон частот 16 Гц – 16 кГц. Опір резистора  $R_2 = 100$  кОм. Виконати перевірку: Побудувати АЧХ Боде.

### № 3.

Спроекувати еквалайзер на ОП, використовуючи методику розд. 9.3.1, 9.3.4.

Діапазон частот 125 Гц - 8 кГц. Кількість фільтрів  $N = 7$ , Підйом/Спад АЧХ Боде 20 дБ, Опір  $R_2 = 100$  кОм.

### № 4.

Спроекувати еквалайзер на ОП, використовуючи методику розд. 9.3.1, 9.3.4.

Діапазон частот 30 Гц - 15 кГц. Кількість фільтрів  $N = 10$ , Підйом/Спад АЧХ Боде 10 дБ, Опір  $R_2 = 30$  кОм.

### № 5.

1. Бікватратний вузькосмуговий АРСФ:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 1300$  Гц, коеф.  $K_n = 10$ .

2. Широкопсмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

### № 6.

1. Бікватратний вузькосмуговий АРСФ:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 3000$  Гц, коеф.  $K_n = 30$ .

2. Смуговий широкопсмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $RC = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

## 10. Контрольні індивідуальні розрахункові та схемотехнічні завдання

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя

### № 7.

1. Вузькосмуговий АРСФ: з паралельним НЗЗ і максимальним підсиленням  $K_n$   
 $F_n = 250$  Гц,  $F_v = 300$  Гц.

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

### № 8.

1. Вузькосмуговий АРСФ: з паралельним НЗЗ і регульованим підсиленням  
 $K_n = 25$   $F_n = 5000$  Гц,  $F_v = 5700$  Гц.

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

### № 9

1. ФНЧ Саллена & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

### № 10

1. ФВЧ Саллена & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 3$  дБ, Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

### № 11

1. Широкозмуговий фільтр Саллена & Кея третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу  
 $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

## 10. Контрольні індивідуальні розрахункові та схемотехнічні завдання

### № 12

1. ФВЧ Саллена & Кея третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

### № 13

1. Широкозмуговий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 2$  дБ, апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу:  $F_n = 500$  Гц,  $F_v = 5000$  Гц.
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

### № 14

1. Широкозмуговий фільтр п'ятого порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0$  дБ, апроксимація АЧХ Баттерворта. Частоти зрізу:  $F_n = 480$  Гц,  $F_v = 4800$  Гц.
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 950$  Гц,  $F_v = 1800$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧ Бесселя.

### № 15

1. ФВЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $RC = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

### № 16

1. ФНЧ Універсальний фільтр третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0,5$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

**11. Рекомендована та використана література**

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том I: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.
2. Мамий А.Р., Тлячев В.Б. Операционные усилители. – Майкоп: АГУ, 2005. – 192 с.
3. Аналоговые устройства на операционных усилителях : учебное пособие / В. Г. Важенин, Ю. В. Марков, Л. Л. Лесная ; под общ. ред. В. Г. Важенина. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2014. — 107 с.
4. Операционные усилители и компараторы. Серия «Интегральные микросхемы». 2-е изд., испр. и доп. Под ред. Перебаскина А.В. – М.: ИД Додэка-XXI, 2001. - 560 с.
5. Фолкенберри Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС. Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
6. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств. — М.: Издательский дом «Додэка XXI», 2006. — 528 с.
7. Павлов В.Н., Ногин В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : Учебник для вузов — 2-е изд., исправ. — М.: Горячая линия —Телеком, 2001. — 320 с.
8. Головин О. В. Радиоприемные устройства: Учебник. М.: Горячая линия — Телеком, 2002. — 384 с.
9. Воллернер Н. Ф. Радиоприемные устройства. — К.: Вища шк., 1993. — 391 с.
10. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / Под ред. М.К. Белкина. — К.: Вища шк., 1988. — 472 с.
11. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. — М.: Радио и связь, 1983. — 264 с.
12. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. — М.: Радио и связь, 1989. — 400 с.
13. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем. — М.: Мир, 1991. — 446 с.
14. Пейтон А.Дж., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. – М.: БИНОМ, 1994. - 352 с.
15. Турута Е.Ф. Операционные усилители : Справочник. – М.: Патриот, 1996. -192 с.
16. Нестеренко Б.К. Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению. — М.: Энергоиздат, 1982. – 128 с.
17. Седов С.О. 1. Пристрої аналогового оброблення сигналів : Розділ 19.
2. Електроакустичні та звукотехнічні пристрої: Розділ 4. — У кн. Радіотехніка: Енциклопедичний навч. довідник: Навчальний посібник. /За ред. Ю.Л. Мазора. — К.: Вища школа, 1999. – 838 с.

## 11. Рекомендована та використана література


18. Седов С.А. 1.Устройства аналоговой обработки сигналов: Гл.24.
2. Электроакустические и звукотехнические устройства: Гл. 27. — В кн. Радиотехника: Энциклопедия/ Под ред. Ю.Л. Мазора. — 3-е изд. — М.: ДМК Пресс, Додэка XXI, 2016. — 944 с.
19. Кауфман М., Сидман А. Практическое руководство по расчетам схем в радиоэлектронике. Том 1. - М.:Энергоатомиздат, 1991.- 368 с.
20. Акустика: Справ. / Под ред. М. А. Сапожкова. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1989. — 336 с.
21. Акустична техніка: Навч. Посіб.у 11 томах. / В.С.Дідковський, О.Г.Лейко, В.Г.Савін. —К.: Імекс-ЛТД, 2006. Т.4.:Основи архітектурної і фізіологічної акустики —424 с. Т.7: Електроакустичні перетворювачі.—448 с.
22. Радиовещание и акустика / Под ред. М. В. Гитлица. — М.: Радио и связь, 1989. — 432 с.
23. Шепард Р. Использование усилителей с единичным коэффициентом усиления. — «Электроника», 1969, № 17, с.3 – 11.
24. Высокоскоростные операционные усилители: Каталог Mouser Electronics: [http://eu.mouser.com/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/Amplifier-ICs/High-Speed-Operational-Amplifiers/\\_/N-6j73r/](http://eu.mouser.com/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/Amplifier-ICs/High-Speed-Operational-Amplifiers/_/N-6j73r/)

## 11. Додатки [3, 24]

### Додаток 1. Приклади показників сучасних найшвидкісних ОП Mouser Electronics

#### Перший приклад ОП

- Specifications
- Documents (5)
- 

Product Category:	High Speed Operational Amplifiers	<input type="checkbox"/>
Manufacturer:	Texas Instruments	<input type="checkbox"/>
RoHS:	 <a href="#">Details</a>	
Series:	THS4302	<input type="checkbox"/>
Number of Channels:	1 Channel	<input type="checkbox"/>
<b>GBP - Gain Bandwidth Product:</b>	<b>12 GHz</b>	<input type="checkbox"/>
SR - Slew Rate:	5500 V/us	<input type="checkbox"/>
Voltage Gain dB:	4.25 dB	<input type="checkbox"/>
CMRR - Common Mode Rejection Ratio:	60 dB	<input type="checkbox"/>
Output Current per Channel:	180 mA	<input type="checkbox"/>
Ib - Input Bias Current:	7 uA	<input type="checkbox"/>
Vos - Input Offset Voltage:	4.25 mV	<input type="checkbox"/>
Supply Voltage - Max:	5 V	<input type="checkbox"/>
Supply Voltage - Min:	3 V	<input type="checkbox"/>
Operating Supply Current:	48 mA	<input type="checkbox"/>
Maximum Operating Temperature:	+ 85 C	<input type="checkbox"/>
Minimum Operating Temperature:	- 40 C	<input type="checkbox"/>
Mounting Style:	SMD/SMT	<input type="checkbox"/>
Package/Case:	VQFN-16	<input type="checkbox"/>
Packaging:	Reel	<input type="checkbox"/>
Amplifier Type:	Voltage Feedback	
Brand:	Texas Instruments	
Development Kit:	THS4302EVM	
Gain V/V:	5 V/V	
Height:	0.9 mm	

Додаток 1. Приклади показників сучасних найшвидкісних ОП Mouser Electronics

Length:	3 mm
Operating Supply Voltage:	3 V to 5 V
Pd - Power Dissipation:	1650 mW
Product:	Operational Amplifiers
<a href="#">Factory Pack Quantity:</a>	3000
Topology:	Voltage Feedback
Width:	3 mm

[Show Similar](#)

Mouser Part No:	Manufacturer Part No:	Packaging	Availa
-----------------	-----------------------	-----------	--------

**ХАРАКТЕРИСТИКИ**

•

• ДОКУМЕНТЫ (5)

•

**КАТЕГОРИЯ ПРОДУКТА: ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ**

**ПРОИЗВОДИТЕЛЬ: TEXAS INSTRUMENTS**

**ROHS: ПОДРОБНЕЕ**

**СЕРИЯ: THS4302**

**КОЛИЧЕСТВО КАНАЛОВ: 1 КАНАЛ**

**GBW - УВЕЛИЧЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ПРОДУКТА: 12 ГГц**

**SR - СКОРОСТЬ НАРАСТАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ: 5500 В / С**

**КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ ДБ: 4,25 ДБ**

**CMRR - КОЭФФИЦИЕНТ ПОДАВЛЕНИЯ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА: 60 ДБ**

**ВЫХОДНОЙ ТОК НА КАНАЛ: 180 МА**

**IB - ВХОДНОЙ ТОК СМЕЩЕНИЯ: 7 мкА**

**VOS - ВХОДНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ СМЕЩЕНИЯ: 4,25 мВ**

**НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ - МАКС.: 5 В**

**НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ - МИН.: 3 В**

**РАБОЧИЙ ТОК ПИТАНИЯ: 48 МА**

**МАКСИМАЛЬНАЯ РАБОЧАЯ ТЕМПЕРАТУРА: + 85 °С**

**МИНИМАЛЬНАЯ РАБОЧАЯ ТЕМПЕРАТУРА: - 40 °С**

**ТИП МОНТАЖА: SMD / SMT**

УПАКОВКА / БЛОК: VQFN-16

УПАКОВКА: КАТУШКА

ТИП УСИЛИТЕЛЯ: ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

ТОРГОВАЯ МАРКА: TEXAS INSTRUMENTS

НАБОР РАЗРАБОТЧИКА: TNS4302EVM

УСИЛЕНИЕ V / V: 5 В / В

ВЫСОТА: 0,9 ММ

ДЛИНА: 3 ММ

РАБОЧЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ: ОТ 3 ДО 5 В

PD - РАССЕЙВАЕМАЯ МОЩНОСТЬ: 1650 МВт

ПРОДУКТ: ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

РАЗМЕР ФАБРИЧНОЙ УПАКОВКИ:

3000

ТОПОЛОГИЯ: ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ


ШИРИНА: 3 ММ

НОМЕР В КАТАЛОГЕ MOUSER: НОМЕР ДЕТАЛИ ПРОИЗВОДИТЕЛЯ: PACKAGE AVAILA

• ХАРАКТЕРИСТИКИ

### Другий приклад ОП

- [Specifications](#)
- [Alternative Packaging](#)
- [Documents \(20\)](#)
- [My Notes](#)

Product Category:	High Speed Operational Amplifiers	<input checked="" type="checkbox"/>
Manufacturer:	Texas Instruments	<input type="checkbox"/>
RoHS:	 <a href="#">Details</a>	
Series:	<a href="#">OPA847</a>	<input type="checkbox"/>
Number of Channels:	1 Channel	<input type="checkbox"/>
GBP - Gain Bandwidth Product:	3.9 GHz	<input type="checkbox"/>
SR - Slew Rate:	950 V/us	<input type="checkbox"/>
Voltage Gain dB:	98 dB	<input type="checkbox"/>
CMRR - Common Mode Rejection Ratio:	95 dB to 110 dB	<input type="checkbox"/>
Output Current per Channel:	75 mA	<input type="checkbox"/>
Ib - Input Bias Current:	39 uA	<input type="checkbox"/>
Vos - Input Offset Voltage:	0.5 mV	<input type="checkbox"/>
Operating Supply Current:	18.1 mA	<input type="checkbox"/>
Maximum Operating Temperature:	+ 85 C	<input type="checkbox"/>

Додаток 1. Приклади показників сучасних найшвидкісних ОП Mouser Electronics

Minimum Operating Temperature:	- 40 C	<input type="checkbox"/>
Mounting Style:	SMD/SMT	<input type="checkbox"/>
Package/Case:	SOT-23-6	<input type="checkbox"/>
Packaging:	Reel	<input type="checkbox"/>
Amplifier Type:	Voltage Feedback	
Brand:	Texas Instruments	
en - Input Voltage Noise Density:	0.85 nV/sqrt Hz	
Height:	1.15 mm	
Length:	2.9 mm	
Operating Supply Voltage:	12 V	
Product:	Operational Amplifiers	
PSRR - Power Supply Rejection Ratio:	95 dB	
Settling Time:	20 ns	
<a href="#">Factory Pack Quantity:</a>	250	
Topology:	Voltage Feedback	
Width:	1.6 mm	

Mouser Part No:	Manufacturer Part No:	Packaging	Availability	Price	Min
595-OPA847IDBVR	<a href="#">OPA847IDBVR</a>	Reel	In Stock	5,10 €	1

[Log In](#) to create a note about this product or see notes that you previously created on this product.

- Характеристики
- Альтернативная упаковка
- Документы (20)
- Мои заметки

Категория продукта: Высокопроизводительные операционные усилители

Производитель: Texas Instruments

RoHS: Подробнее

Серия: OPA847

Количество каналов: 1 канал

GBP - Усиление пропускной способности продукта: 3,9 ГГц

SR - Скорость нарастания выходного напряжения: 950 В / с

Коэффициент усиления по напряжению дБ: 98 дБ

CMRR - коэффициент подавления синфазного сигнала: от 95 дБ до 110 дБ

Выходной ток на канал: 75 мА

Ib - входной ток смещения: 39 уА

Vos - Входное смещение Напряжение: 0,5 мВ

Рабочий ток питания: 18,1 мА

Максимальная рабочая температура: + 85 C

Минимальная рабочая температура: - 40 ° C

Тип монтажа: SMD / SMT

Упаковка / блок: SOT-23-6

Додаток 1. Приклади показників сучасних найшвидкісних ОП Mouser Electronics

Упаковка: катушка

Тип усилителя: Обратная связь по напряжению

Торговая марка: Texas Instruments

Ru - Плотность шума входного напряжения: 0,85 нВ / кв. Гц

Высота: 1,15 мм

Длина: 2,9 мм

Рабочее напряжение питания: 12 V

Продукт: операционные усилители

PSRR - коэффициент подавления питания: 95 дБ

Время установления: 20 нс

Размер фабричной упаковки:

250

Топология: Обратная связь по напряжению

Ширина: 1,6 мм

Номер в каталоге Mouser: Номер детали производителя: Доступность упаковки Цена Мин.

595-OPA847IDBVR OPA847IDBVR

Есть в наличии 5,10 € 1

Войти чтобы создать заметку о данном продукте или просмотреть созданные ранее заметки об этом продукте.

## Додаток 2. Варіанти індивідуальних проектних завдань

Призначення і додаткові параметри видає керівник-викладач

### № 1

1. ФНЧ Саллена & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $RC = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

### № 2

1. ФНЧ Саллена & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

### № 3

1. ФНЧ Саллена & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 2$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 4500$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

### № 4

1. ФНЧ Саллена & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 3$  дБ, Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

### № 5

1. ФНЧ Саллена & Кея третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

### № 6

1. ФНЧ Саллена & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 7

1. ФНЧ Саллена & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 8

1. ФНЧ Саллена & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 2$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 9

1. ФНЧ Саллена & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 10

1. ФНЧ Саллена & Кея третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 90$  Гц,  $F_v = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 11

1. ФНЧ Саллена & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 12

1. ФНЧ Саллена & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ. Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 13

1. ФНЧ Саллена & Кея шостого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ. Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр

14

1. ФНЧ Саллі & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 15

1. ФНЧ Саллі & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 16

1. ФНЧ Саллі & Кея шостого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 17

1. ФНЧ Саллі & Кея сьомого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 18

1. ФНЧ Саллі & Кея восьмого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 19

1. ФВЧ Саллі & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Смуговий широкосмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 20

1. ФВЧ Саллі & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Широкопсмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 21

1. ФВЧ Саллі & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=2$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Широкопсмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 22

1. ФВЧ Саллі & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 23

1. ФВЧ Саллі & Кея третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 24

1. ФВЧ Саллі & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 25

1. ФВЧ Саллі & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 26

1. ФВЧ Саллі & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 2$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_2.
- Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 27

1. ФВЧ Саллі & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 28

1. ФВЧ Саллі & Кея третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 29

1. ФВЧ Саллі & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 30

1. ФВЧ Саллі & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 31

1. ФВЧ Саллі & Кея шостого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р. Шепардаа третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 32

1. ФВЧ Саллі & Кея четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 33

1. ФВЧ Саллі & Кея п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 34

1. ФВЧ Саллі & Кея шостого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 35

1. ФВЧ Саллі & Кея сьомого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 36

1. ФВЧ Саллі & Кея восьмого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ. Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 37

1. ФНЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0,5$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Широкопasmовий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 38

1. ФНЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Широкопasmовий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 4500$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 39

1. ФНЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=2$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Широкопasmовий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 4500$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 40

1. ФНЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=3$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкосмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 41

1. ФНЧ Універсальний фільтр третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=3$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкосмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 42

1. ФНЧ Універсальний фільтр третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0,5$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкосмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 43

1. ФНЧ Універсальний фільтр третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя

№ 44

1. ФНЧ Універсальний фільтр третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=2$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 100$  Гц,  $F_v = 400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 45

1. ФНЧ Універсальний фільтр третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=3$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 46

1. ФНЧ Універсальний фільтр третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $K_P = 7$ . Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 47

1. ФНЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $K_P = 8$ . Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 48

1. ФНЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $K_P = 9$ . Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 49

1. ФНЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $K_P = 10$ . Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 50

1. ФНЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП = 11$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн = 120$  Гц,  $Fв = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 51

1. ФНЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП = 12$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн = 100$  Гц,  $Fв = 400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 52

1. ФНЧ Універсальний фільтр шостого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП = 13$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн = 120$  Гц,  $Fв = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 53

1. ФНЧ Універсальний фільтр сьомого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП = 14$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн = 120$  Гц,  $Fв = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 54

1. ФНЧ Універсальний фільтр восьмого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП = 15$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн = 800$  Гц,  $Fв = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 55

1. ФВЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0,5$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкосмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя

№ 56

1. ФВЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 57

1. ФВЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 2$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 58

1. ФВЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 3$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкосмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 59

1. ФВЧ Універсальний фільтр третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 3$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 60

1. ФВЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0,5$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 61

1. ФВЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 62

1. ФВЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 2$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1200$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 63

1. ФВЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 3$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 64

1. ФВЧ Універсальний фільтр третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $K_P = 5$ . Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 65

1. ФВЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП=6$ . Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн=120$  Гц,  $Fв=350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 66

1. ФВЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП=7$ . Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн=120$  Гц,  $Fв=850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 67

1. ФВЧ Універсальний фільтр шостого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП=8$ . Апроксимація АЧХ Бесселя. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн=120$  Гц,  $Fв=650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 68

1. ФВЧ Універсальний фільтр четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП=9$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн=800$  Гц,  $Fв=1700$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 69

1. ФВЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП=10$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $Fн=1200$  Гц,  $Fв=2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 70

1. ФВЧ Універсальний фільтр шостого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП = 11$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 71

1. ФВЧ Універсальний фільтр сьомого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП = 12$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 72

1. ФВЧ Універсальний фільтр восьмого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0$  дБ, коеф. підсилення в смузі пропускання  $KП = 15$ . Апроксимація АЧХ Баттерворта. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева.

№ 73

1. ФНЧ з паралельної НЗЗ четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 500$  Гц,  $F_v = 1000$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 74

1. ФНЧ з паралельної НЗЗ четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_
2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 220$  Гц,  $F_v = 820$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 75

1. ФНЧ з паралельної НЗЗ четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=2$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1100$  Гц,  $F_v = 3500$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 76

1. ФНЧ з паралельної НЗЗ четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=3$  дБ, Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 900$  Гц,  $F_v = 1900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 77

1. ФНЧ з паралельної НЗЗ третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 260$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 78

1. ФНЧ з паралельної НЗЗ п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 250$  Гц,  $F_v = 490$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 79

1. ФНЧ з паралельної НЗЗ п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 320$  Гц,  $F_v = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 80

1. ФНЧ з паралельної НЗЗ п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M=2$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкопasmовий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 800$  Гц,  $F_v = 2400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 81

1. ФНЧ з паралельної НЗЗ п'ятого порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкопasmовий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 300$  Гц,  $F_v = 850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 82

1. ФВЧ з паралельної НЗЗ четвертого порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкопasmовий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2200$  Гц,  $F_v = 3600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 83

1. ФВЧ з паралельної НЗЗ четвертого порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 1$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкопasmовий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 2500$  Гц,  $F_v = 4900$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 84

1. ФВЧ з паралельної НЗЗ четвертого порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 2$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкопasmовий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 250$  Гц,  $F_v = 650$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 85

1. ФВЧ з паралельної НЗЗ четвертого порядку, нерівномірність в смузї пропускання  $M= 3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1250$  Гц,  $F_v = 3350$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 86

1. ФВЧ з паралельної НЗЗ третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 720$  Гц,  $F_v = 1850$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 87

1. ФВЧ з паралельної НЗЗ п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 0,5$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 220$  Гц,  $F_v = 720$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Баттерворта.

№ 88

1. ФВЧ з паралельної НЗЗ п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 950$  Гц,  $F_v = 1800$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧ Баттерворта.

№ 89

1. ФВЧ з паралельної НЗЗ п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 2$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 1300$  Гц,  $F_v = 2600$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 90

1. ФВЧ з паралельної НЗЗ п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 3$  дБ. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Режекторний фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M= 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 3500$  Гц,  $F_v = 5500$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 91

1. ФНЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 0,5$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 30$  Гц,  $F_v = 100$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 92

1. ФВЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 60$  Гц,  $F_v = 450$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 93

1. ФНЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 2$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда другого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 7000$  Гц,  $F_v = 15000$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 94

1. ФВЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 3$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда третього порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 80$  Гц,  $F_v = 1400$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 95

1. ФНЧ Універсальний фільтр п'ятого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 3$  дБ, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Чебишева. Частота зрізу в межах діапазону ЗЧ\_\_

2. Широкозмуговий фільтр Р.Шепарда четвертого порядку, нерівномірність в смузі пропускання  $M = 1$  дБ, частоти зрізу:  $F_n = 120$  Гц,  $F_v = 1200$  Гц, одиничний коефіцієнт передачі. Апроксимація АЧХ Бесселя.

№ 96

Широкосмуговий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання 2 дБ, апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу:  $F_1 = 500$  Гц,  $F_2 = 5000$  Гц.

№ 97

Широкосмуговий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання 1 дБ, апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу:  $F_1 = 580$  Гц,  $F_2 = 4800$  Гц.

№ 98

Широкосмуговий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання 3 дБ, апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу:  $F_1 = 400$  Гц,  $F_2 = 4000$  Гц.

№ 99

Широкосмуговий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання 0,5 дБ, апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу:  $F_1 = 450$  Гц,  $F_2 = 4500$  Гц.

№ 100

Широкосмуговий фільтр п'ятого порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання 3 дБ, апроксимація АЧХ Баттерворта. Частоти зрізу:  $F_1 = 480$  Гц,  $F_2 = 4800$  Гц.

№ 101

Широкосмуговий фільтр п'ятого порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання 3 дБ, апроксимація АЧХ Баттерворта. Частоти зрізу:  $F_1 = 500$  Гц,  $F_2 = 5000$  Гц.

№ 102

Широкосмуговий фільтр п'ятого порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання 3 дБ, апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу:  $F_1 = 350$  Гц,  $F_2 = 5350$  Гц.

№ 103

Широкосмуговий фільтр п'ятого порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузі пропускання 1 дБ, апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу:  $F_1 = 500$  Гц,  $F_2 = 3500$  Гц.

№ 104

Широкопasmовий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузї пропускання 3 дБ, апроксимація АЧХ Баттерворта Частоти зрізу:  $F_1 = 370$  Гц,  $F_2 = 3700$  Гц.

№ 105

Широкопasmовий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузї пропускання 2 дБ, апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу:  $F_1 = 280$  Гц,  $F_2 = 3800$  Гц.

№ 106

Широкопasmовий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузї пропускання 3 дБ, апроксимація АЧХ Бесселя. Частоти зрізу:  $F_1 = 300$  Гц,  $F_2 = 3000$  Гц.

№ 107

Широкопasmовий фільтр п'ятого порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузї пропускання 3 дБ, апроксимація АЧХ Бесселя. Частоти зрізу:  $F_1 = 200$  Гц,  $F_2 = 3000$  Гц.

№ 108

Широкопasmовий фільтр п'ятого порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузї пропускання 3 дБ, апроксимація АЧХ Бесселя. Частоти зрізу:  $F_1 = 250$  Гц,  $F_2 = 4750$  Гц.

№ 109

Широкопasmовий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузї пропускання -3дБ, апроксимація АЧХ Б Бесселя. Частоти зрізу:  $F_1 = 550$  Гц,  $F_2 = 4500$  Гц.

№ 110

Широкопasmовий фільтр третього порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузї пропускання 3 дБ, апроксимація АЧХ Бесселя. Частоти зрізу:  $F_1 = 450$  Гц,  $F_2 = 3500$  Гц.

№ 111

Широкопasmовий фільтр п'ятого порядку, на базі двох Універсальних, нерівномірність в смузї пропускання 2 дБ, апроксимація АЧХ Чебишева. Частоти зрізу:  $F_1 = 375$  Гц,  $F_2 = 3750$  Гц.

Електронне мережне навчальне видання

**Сєдов** Сергій Олексійович

**ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ НА БАЗІ  
ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ  
Схемотехніка. Розрахунки**

Навчальний посібник